



Universidad  
Carlos III de Madrid

**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**

**INGENIERÍA INDUSTRIAL**

**PROYECTO FIN DE CARRERA:**

**ANÁLISIS DEL MAPA DE SOLUCIONES DE  
SMARTCTRL APLICADO A UN  
CONVERTIDOR FLYBACK**

**Autor: Jesús Rincón Fernández**

**Tutor: Cristina Fernández Herrero**

**DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA  
GRUPO DE SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA**



# Agradecimientos

---

El presente proyecto no podría haberlo llevado a cabo de no ser por todas aquellas personas que a lo largo de la preparación y ejecución del mismo me han apoyado y ayudado sin alejarse de mí. Su estímulo no solamente durante este ciclo sino a lo largo de mi vida ha sido una fuente de motivación.

En primer lugar quiero hacer mención especial a la Sra. Fernández Herrero. Sin ella jamás hubiera afrontado el Proyecto Fin de Carrera, no solo a lo que concierne a su elaboración, sino a la resolución de problemas y pensamiento que ello conlleva.

A mis padres, por todo lo que han hecho por mí. Gracias a ellos he gozado de una vida placentera y llena de felicidad, les debo todo lo que soy. Por siempre permanecerán en mi corazón pese al paso del tiempo. No olvidaré su esfuerzo y tenacidad. Os quiero.

A mis compañeros de universidad, a los que tanto agradezco su ayuda, comprensión y asesoramiento. Siempre he podido contar con ellos en los buenos y malos momentos. Habéis sido una válvula de escape a toda la tensión concentrada.

A mis tíos y primos (Jesús, Victoria, Luis y Noelia), por todos esos veranos que hemos pasado juntos y por la atención que me han dedicado, no solo durante esos periodos estivales sino a lo largo de toda la vida. Gracias, siempre os tendré presentes.

A todos mis profesores con los que he mantenido grandes conversaciones sin recurrir a lo estrictamente docente.

A los citados y a los que he podido olvidar de ser mencionados aquí, GRACIAS

**"La sabiduría es tener sueños bastante grandes para no perderlos de vista  
mientras se persiguen"**  
**William Faulkner**



# Índice

---

Índice .....	iii
Índice de figuras .....	iv
Índice de tablas .....	viii
1. Introducción .....	1
1.1. La electrónica de potencia .....	1
1.2. Motivación y objetivo .....	3
1.3. Convertidores CC/CC .....	12
1.3.1. Topología Reductora-Elevadora (Buck-Boost) .....	14
2. El convertidor Flyback .....	17
2.1. Introducción .....	17
2.2. Modos de conducción .....	18
2.3. Funcionamiento y ecuaciones características para M.C.C. ....	19
3. Diseño del Flyback .....	25
3.1. Elección del transformador .....	25
3.1.1. Ensayos del transformador .....	32
3.2. Elección del MOSFET .....	36
3.3. Elección del Diodo .....	38
3.4. Elección de los Condensadores .....	40
3.5. Formas de onda en PSIM .....	41
3.5.1. Formas de onda en la bobina .....	43
3.5.2. Forma de onda en la entrada .....	46
3.5.3. Forma de onda en el diodo .....	47
3.5.4. Forma de onda en la carga .....	49
3.5.5. Forma de onda en el grupo de condensadores de salida .....	51
3.5.6. Forma de onda en el MOSFET .....	53
4. Análisis del mapa de soluciones para el convertidor Flyback .....	56
4.1. Puntos del mapa de soluciones .....	56
4.2. Zona 2. Análisis para frecuencias de corte mayores que la de resonancia .....	59
4.3. Zona 1. Análisis para frecuencias de corte menores que la de resonancia ...	93
5. Conclusiones .....	100
6. Referencias .....	103
7. Trabajos Futuros .....	105
8. Anexo.Protipo .....	107

# Índice de figuras

---

## CAPÍTULO 1

Figura 1.1.	Esquema del conjunto formado por el circuito de E.E: y el circuito de control.....	2
Figura 1.2	Representación multidisciplinar de la Electrónica de Potencia.....	2
Figura 1.3.	Mapa de soluciones de Smart Ctrl.....	4
Figura 1.4	Regulador Integral .....	4
Figura 1.5.	Regulador tipo 2 .....	5
Figura 1.6.	Regulador tipo 3 .....	6
Figura 1.7.	Mapa de soluciones con regulador PI.....	6
Figura 1.8	Mapa de soluciones con regulador tipo 2 .....	7
Figura 1.9.	Mapa de soluciones con regulador tipo 3 .....	7
Figura 1.10.	Función de transferencia inestable .....	9
Figura 1.11.	Función de transferencia aparentemente estable .....	10
Figura 1.12.	Esquema adecuación de tensión .....	12
Figura 1.13.	Distintos convertidores CC/CC .....	12
Figura 1.14.	Esquema general de control del valor medio de la tensión de salida (a) y representación de la tensión de salida frente al tiempo (b).....	13
Figura 1.15.	Esquema CC/CC con filtro paso-bajo a la salida .....	13
Figura 1.16.	Forma de onda de la tensión de salida ante la conmutación del interruptor a una determinada frecuencia .....	14
Figura 1.17	Esquema de la topología reductor-elevador .....	14
Figura 1.18.	Estado I y estado II del Buck-Boost .....	15

## CAPÍTULO 2

Figura 2.1.	Conversión del Buck-Boost en Flyback .....	17
Figura 2.2.	Modos de conducción del Flyback .....	18
Figura 2.3	Circuito esquemático del Flyback .....	19
Figura 2.4.	Representación del Flyback durante el Ton .....	19
Figura 2.5.	Representación del Flyback durante el Toff.....	20
Figura 2.6.	Formas de onda del convertidor en la entrada, bobina, diodo, condensador y salida.....	22

## CAPÍTULO 3

Figura 3.1	Generación PWM .....	26
Figura 3.2	Corriente en la bobina magnetizante caso 1.a .....	27
Figura 3.3.	Corriente en la bobina magnetizante caso 1.b. ....	27
Figura 3.4	Corriente en la bobina magnetizante caso 2.a .....	28
Figura 3.5	Corriente en la bobina magnetizante caso 2.b .....	28
Figura 3.6	Corriente en la bobina magnetizante caso 3.a .....	29
Figura 3.7	Corriente en la bobina magnetizante caso 3.b .....	29
Figura 3.8	Corriente en la bobina magnetizante caso 4.a .....	30
Figura 3.9	Corriente en la bobina magnetizante caso 4.b .....	30
Figura 3.10	Esquema ensayo pequeña señal .....	32

Figura 3.11	HEWLETT Impedance Analyzer .....	33
Figura 3.12	Transformador en HEWLETT Impedance Analyzer .....	33
Figura 3.13	Resultados del barrido realizado sobre el transformador (Lm) .....	34
Figura 3.14	Esquema del ensayo en gran señal .....	35
Figura 3.15	Conexión de las sondas del osciloscopio en el transformador .....	36
Figura 3.16	Esquema del conjunto formado por generador de señales, osciloscopio, transformador y sondas.....	35
Figura 3.17	Formas de onda de la entrada al trafo y de su salida .....	36
Figura 3.18	Esquema del sistema formado por el regulador y el propio Flyback .....	41
Figura 3.19	Forma de onda de la tensión en la bobina .....	43
Figura 3.20	Forma de onda de la corriente en la bobina.....	44
Figura 3.21	Forma de onda de la tensión de entrada .....	46
Figura 3.22	Forma de onda de la corriente de entrada.....	46
Figura 3.23	Forma de onda de la tensión en el diodo .....	47
Figura 3.24	Forma de onda de la corriente en el diodo.....	48
Figura 3.25	Forma de onda de la tensión en la carga.....	49
Figura 3.26	Forma de onda de la corriente en la carga .....	50
Figura 3.27	Forma de onda de la tensión en el grupo de condensadores de salida ...	51
Figura 3.28	Forma de onda de la corriente en los condensadores de salida .....	52
Figura 3.29	Forma de onda de la tensión entre el drenador y la fuente del MOSFET	53
Figura 3.30	Forma de onda de la corriente de drenador del MOSFET.....	54

## CAPÍTULO 4

Figura 4.1	Mapa de Soluciones.....	56
Figura 4.2	Circuito con perturbación .....	58
Figura 4.3	Visualización de los puntos de estudio en el Mapa de Soluciones.....	60
Figura 4.4	Diagrama de Bode del punto 1 .....	61
Figura 4.5	Diagrama de Bode del punto 2 .....	62
Figura 4.6	Diagrama de Bode del punto 3 .....	63
Figura 4.7	Diagrama de Bode del punto 4 .....	64
Figura 4.8	Diagrama de Bode del punto 5 .....	65
Figura 4.9	Diagrama de Bode del punto 6 .....	66
Figura 4.10	Diagrama de Bode del punto 7 .....	67
Figura 4.11	Diagrama de Bode del punto 8 .....	68
Figura 4.12	Diagrama de Bode del punto 9 .....	69
Figura 4.13	Diagrama de Bode del punto 10 .....	70
Figura 4.14	Diagrama de Bode del punto 11 .....	71
Figura 4.15	Diagrama de Bode del punto 12 .....	72
Figura 4.16	Diagrama de Bode del punto 13 .....	73
Figura 4.17	Diagrama de Bode del punto 14 .....	74
Figura 4.18	Diagrama de Bode del punto 15 .....	75
Figura 4.19	Diagrama de Bode del punto 16 .....	76
Figura 4.20	Función de transferencia con $f_{real} < f_{objetivo}$ .....	77
Figura 4.21	Zona de puntos que cumplen $f_{real} < f_{objetivo}$ .....	78
Figura 4.22	Esquema del sistema con perturbación-escalón en la referencia.....	80
Figura 4.23	Puntos 3, 4 y 5 (misma frecuencia de corte, distinto margen de fase) ...	81
Figura 4.24	Funciones de transferencia de los puntos 3,4 y 5 .....	82
Figura 4.25	Formas de onda de la tensión de salida ante la perturbación en la referencia de los puntos 3, 4 y 5. ....	83

Figura 4.26	Comparativa de las señales de salida del punto 6 con la modalidad S-domain (en rojo) y el regulador tradicional con componentes analógicos (en azul) .....	84
Figura 4.27	Esquema en S-domain .....	85
Figura 4.28	Esquema del regulador y sensor de tensión (S-domain).....	86
Figura 4.29	Representación en diagrama de bloques del sistema S-domain .....	86
Figura 4.30	Concepción tradicional del diagrama de bloques del sistema (planta, regulador, sensor) .....	87
Figura 4.31	Regulador en configuración no inversora.....	87
Figura 4.32	Regulador Diferencial.....	88
Figura 4.33	Esquema del regulador en S-domain sin lazo interno .....	89
Figura 4.34	Comparativa de tensión de salida, entre los puntos 5 (en rojo), 6 (en azul y 16 (en verde), con misma frecuencia de corte y distinto margen de fase... ..	89
Figura 4.35	Posicionamiento de los puntos 8,12 y 13, con mismo margen de fase y distintas frecuencias de corte .....	90
Figura 4.36	Funciones de transferencia de los puntos 8,12 y 13 .....	91
Figura 4.37	Comparativa de tensión de salida, entre los puntos 8 (en rojo), 12 (en azul) y 13 (en verde), puntos que cumplen mismo margen de fase, pero distintas frecuencias .....	92
Figura 4.38	Función de transferencia del primer punto inestable de zona 1 ( $f_c=152\text{Hz}$ y $M.F.=170^\circ$ ).....	93
Figura 4.39	Evolución temporal de la tensión de salida del punto inestable ( $f_c=152\text{Hz}$ y $M.F.=170^\circ$ ) de la zona 1 .....	
Figura 4.40	Hoja Excel, representación de las fronteras.....	95
Figura 4.41	Fronteras de la región de inestabilidad de la zona 1 .....	96
Figura 4.42	Función de transferencia del punto 18, estable, de la zona 1 .....	96
Figura 4.43	Evolución de la tensión de salida para el punto estable de la zona 1 (frecuencia de corte = $39,89\text{Hz}$ y margen de fase = $119,35^\circ$ ) .....	98

## Índice de tablas

---

### CAPÍTULO 3

Tabla 3.1	Parámetros transformadores .....	25
Tabla 3.2	Resultados de los distintos transformadores.....	26
Tabla 3.3	Comprobación teórica de Modo de Conducción Continuo .....	31
Tabla 3.4	Valores de la inductancia magnetizante para distintas frecuencias .....	34
Tabla 3.5	Características principales del conjunto de MOSFETs .....	36
Tabla 3.6	Valores de tensión y de corriente en el MOSFET en los distintos casos.....	37
Tabla 3.7	Validación de los MOSFETs.....	37
Tabla 3.8	Valores de tensión y de corriente en el diodo en los distintos casos.....	38
Tabla 3.9	Características de tensión y corriente dadas por el fabricante (diodo) ...	38
Tabla 3.10	Validación de los diodos .....	38
Tabla 3.11	Tensión en caída directa y resistencia del diodo .....	39
Tabla 3.12	Valores máximos y mínimos en los diferentes elementos del Flyback..	42



## CAPÍTULO 4

Tabla 4.1	Puntos de estudio de la zona 2 del Mapa de Soluciones .....	59
Tabla 4.2	Localización de puntos constituyente de la frontera izquierda.....	78
Tabla 4.3	Localización de puntos constituyente de la frontera derecha.....	78
Tabla 4.4	Valor del pico de sobreoscilación para los punto 8,12 y 13 .....	92
Tabla 4.5	Coordenadas del primer punto de estudio de la zona 1 .....	93
Tabla 4.6	Localización de puntos constituyentes de la frontera izquierda .....	94
Tabla 4.7	Localización de puntos constituyentes de la frontera derecha.....	95
Tabla 4.8	Coordenadas del punto estable de la zona1 .....	96



# 1. Introducción

---

## 1.1 La electrónica de potencia

La electrónica de potencia es una de las ramas de la Electrónica que más se ha desarrollado en los últimos tiempos. Atribuyéndose, entre otros, a la invención del transistor, como elemento revolucionario en los 60.

Con el incesante crecimiento del número y variedades de circuitos y equipos electrónicos en diversas áreas de aplicación, hoy día se ha consolidado la electrónica de potencia en un puesto tremendamente importante dentro de la ingeniería y que es responsable de la conversión de energía eléctrica.

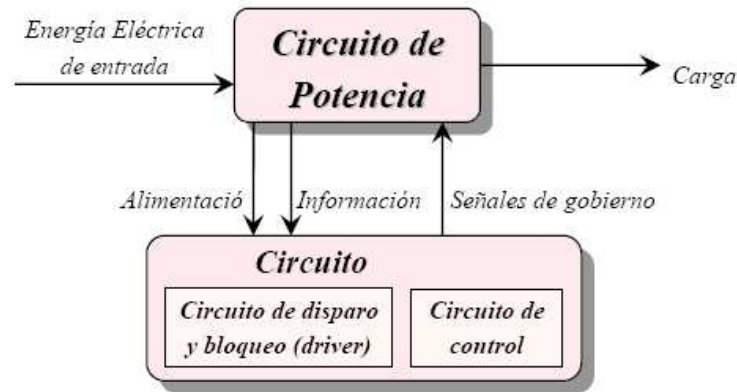
Se establecen también las razones por las que se requieren sistemas electrónicos de potencia, y éstas son [1]:

- La forma en la que se suministra la energía no coincide con la forma en que se consume.
- Cuestiones económicas, pues en diversas aplicaciones resulta más rentable cambiar la forma de energía, como pueda ser a la hora de ésta ser transmitida
- Requerimientos de nuevas prestaciones por parte de los consumidores de energía. Considérese el ejemplo de la conversión de una tensión alterna fija que llega a una industria proveniente de una subestación, en una tensión variable en amplitud y frecuencia, necesaria para el control de velocidad y accionamiento de motores de una cinta transportadora.

La mayor flexibilidad y controlabilidad de los dispositivos electrónicos, hace que se apliquen para resolver procesos cada vez más complejo. Un equipo electrónico de potencia fundamentalmente consta de dos partes [1]:

1. **CIRCUITO DE POTENCIA**, compuesto de semiconductores de potencia y elementos pasivos, que ligam la fuente de alimentación primaria con la carga.
2. **CIRCUITO DE MANDO ó CONTROL**, que elabora la información proporcionada por el circuito de potencia y genera señales de excitación que determinan la conducción de los semiconductores controlado con una fase y secuencia pertinente.

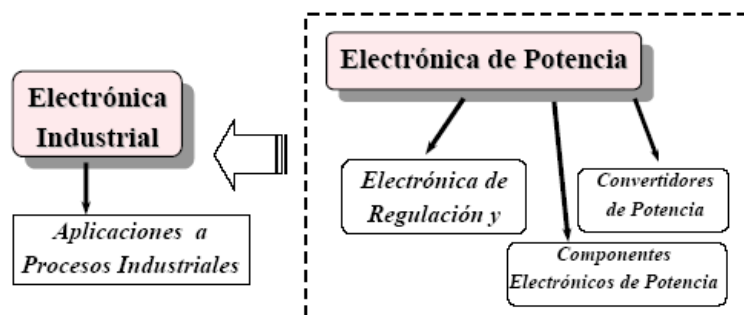
A modo de esquema se representa lo anteriormente citado, figura [1.1]:



*Figura 1.1 Esquema del conjunto formado por el circuito de E.P. y el circuito de control*

A la hora de diseñar el convertidor, conviene destacar parámetros importantes que se pueden presentar en las especificaciones, como el rendimiento, el tamaño, el cumplimiento de las normativas o las prestaciones dinámicas.

Téngase en cuenta, que en el diseño del convertidor confluyen diversas disciplinas, como la electrónica de potencia (encargada de la topología), la electrónica analógica, digital (encargada de la etapa de control), la regulación automática (encargada del diseño del regulador), etc



*Figura 1.2 Representación multidisciplinaria de la Electrónica de Potencia*

Definiéndose la Electrónica de Potencia, como: " la parte de la electrónica encargada del estudio de los dispositivos, circuitos, sistemas y procedimientos para el procesamiento, control y conversión de la energía eléctrica" [2], [3].

## 1.2 Motivación y objetivos

En la actualidad para el diseño de cualquier convertidor, se ha de realizar unos cálculos previos, en base a unas especificaciones. Posteriormente se lleva a cabo el diseño del prototipo, y se realizan pruebas sobre él, para verificar un correcto funcionamiento. Pudiendo volver a repetir etapas anteriores para cumplir con las especificaciones técnicas, pero nunca se podrá volver atrás cuando el producto esté fabricado, ya que supondría un coste muy elevado.

Con el fin de evitar este problema, y minimizar costes y tiempo, se dispone hoy en día de herramientas CAD, divididas en dos grandes conjuntos, por un lado simuladores (como PSIM y Orcad) y por otro lado de ayuda al diseño de componentes (como SmartCtrl, en el diseño de reguladores y Pexpert en el diseño de magnéticos)

SmartCtrl, elaborado por el G.S.E.P. (Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia), es una herramienta, de ayuda al diseño de reguladores, para convertidores electrónicos de potencia.

Esta herramienta proporciona un interfaz gráfico muy sencillo, para el diseño de lazos de control, para casi cualquier planta. Permitiendo, incluso, al usuario importar una planta propia a través de un archivo de texto, esta característica proporciona una gran flexibilidad a la hora de diseñar lazos de control optimizados.

SmartCtrl incluye funciones de transferencia predefinidas de las plantas más comunes, tales como, convertidores de topología DC/DC (continua/continua) y convertidores de topología AC/DC (alterna/continua).

Para facilitar el diseño de los lazos de control, el programa proporciona una ventana de soluciones estables, denominado “mapa de soluciones”, véase figura [1.3], basado en la planta, sensor y tipo de regulador seleccionados. El mapa de soluciones proporciona las diferentes combinaciones de frecuencia de corte y margen de fase. El usuario, puede entonces, ser capaz de seleccionar uno de los puntos del mapa de soluciones y cambiar las especificaciones dinámicas (margen de fase y frecuencia de corte), para ajustar la respuesta del sistema a los requisitos de estabilidad, respuesta transitoria, etc.

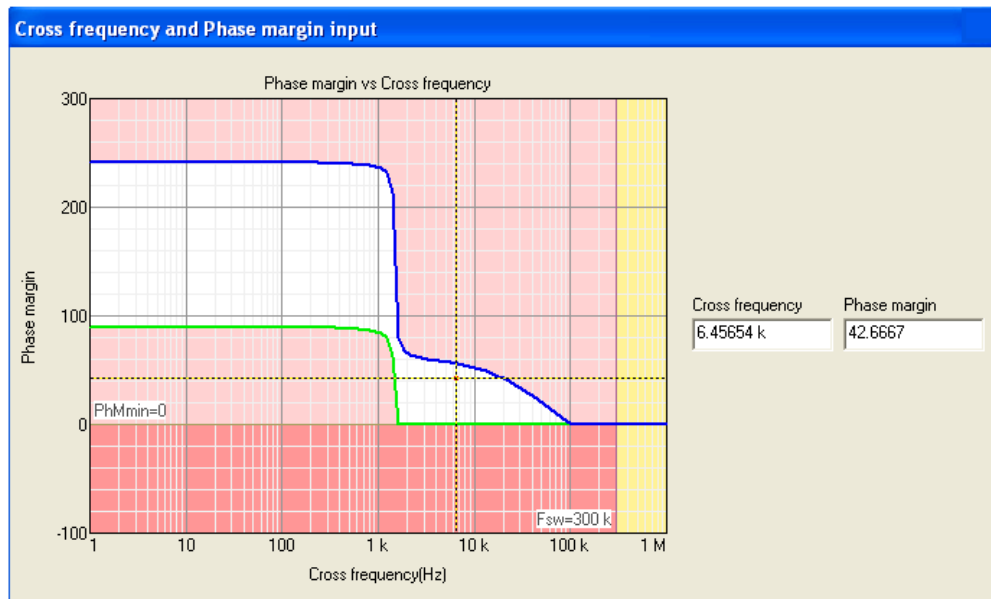


Figura 1.3 Mapa de soluciones de SmartCtrl

Definiéndose, los siguientes conceptos:

- Función de transferencia de un sistema como un modelo matemático que a través de un cociente relaciona la respuesta, salida, del sistema con la entrada del sistema.
- Frecuencia de corte como aquella frecuencia en que la ganancia del sistema cae  $-3\text{dB}$  por debajo de la máxima ganancia alcanzable.
- Margen de fase, como la cantidad de fase adicional necesaria para que el sistema quede al borde de la inestabilidad a la frecuencia de corte (hasta  $180^\circ$ )

SmartCtrl proporciona 3 tipos de reguladores: el regulador integral, el regulador tipo 2 y el regulador tipo 3, siendo el regulador integral el menos complejo y el regulador tipo 3 el más complejo, en lo referido al número de componentes que poseen. Además de la versatilidad, siendo el tipo 3 el más versátil y el proporcional el menos versátil.

A continuación se calculan las funciones de transferencia de los reguladores:

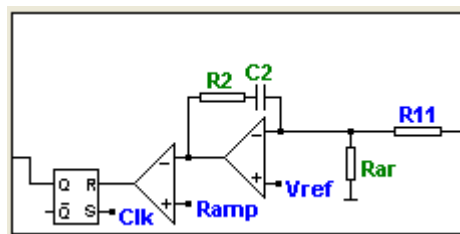


Figura 1.4 Regulador Integral

Las ecuaciones de análisis de todo amplificador operacional ideal son:

$$\begin{aligned} V^+ &= V^- \\ i^+ &= i^- = 0A \end{aligned} \quad (1.2)$$

Y particularizando para este caso, se tiene que:

$$V^+ = V^- = V_{ref} \quad (1.3)$$

$$i = \frac{V_{med} - V_{ref}}{R_{11}} = \frac{V_{ref} - V_d}{\frac{1 + R_2 \cdot C_2 s}{s C_2}} \quad (1.4)$$

Que operando y desarrollando la ecuación 1.4

$$V_d = V_{ref} \left( 1 + \frac{1 + R_2 C_2 s}{R_{11} C_2 s} \right) - V_{med} \left( \frac{1 + R_2 C_2 s}{R_{11} C_2 s} \right) \quad (1.5)$$

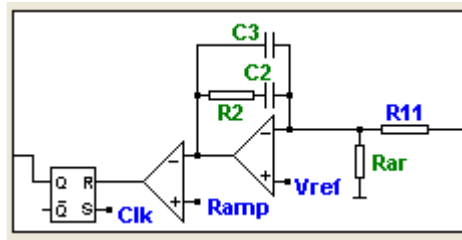


Figura 1.5 Regulador Tipo 2

En este caso la única diferencia con el caso anterior, es el condensador C3 en paralelo con R2 y C2.

Usando las ecuaciones 1.1 , 1.2 y particularizando la 1.3 para este caso, se tiene:

$$i = \frac{V_{med} - V_{ref}}{R_{11}} = \frac{V_{ref} - V_d}{\frac{1 + R_2 \cdot C_2 s}{R_2 C_2 C_3 s^2 + (C_2 + C_3)s}} \quad (1.6)$$

Desarrollando la expresión 1.6, se tiene:

$$V_d = V_{ref} \left( 1 + \frac{1 + R_2 C_2 s}{R_{11} R_2 C_2 C_3 s^2 + (C_3 + C_2)s} \right) - V_{med} \left( \frac{1 + R_2 C_2 s}{R_{11} R_2 C_2 C_3 s^2 + (C_3 + C_2)s} \right) \quad (1.7)$$

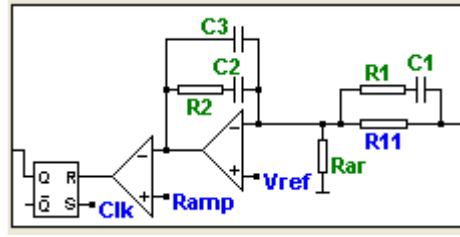


Figura 1.6 Regulador Tipo 3

En este caso la única diferencia con el caso anterior, es el conjunto  $R1$  en serie con  $C1$ , que a su vez está en paralelo con la resistencia  $R11$ .

Usando las ecuaciones 1.1 , 1.2 y particularizando la 1.3 para este caso, se tiene:

$$i = \frac{V_{med} - V_{ref}}{\frac{R_{11} + R_{11}R_1C_1s}{1 + (R_1 + R_{11})C_1s}} = \frac{V_{ref} - V_d}{\frac{1 + R_2 \cdot C_2s}{R_2C_2C_3s^2 + (C_2 + C_3)s}} \quad (1.8)$$

Desarrollando la expresión 1.8, se tiene:

$$V_d = V_{ref} \left( 1 + \frac{C_1(R_1 + R_{11})R_2C_2s^2 + [R_2C_2 + (R_1 + R_{11})C_1]s}{R_{11}R_1C_1R_2C_2C_3s^3 + [R_2C_2C_3 + R_1C_1(C_3 + C_2)]R_{11}s^2 + R_{11}(C_3 + C_2)} \right) - V_{med} \left( \frac{C_1(R_1 + R_{11})R_2C_2s^2 + [R_2C_2 + (R_1 + R_{11})C_1]s}{R_{11}R_1C_1R_2C_2C_3s^3 + [R_2C_2C_3 + R_1C_1(C_3 + C_2)]R_{11}s^2 + R_{11}(C_3 + C_2)} \right) \quad (1.9)$$

A continuación se muestran los mapas de soluciones, para un mismo conjunto de especificaciones, las abordadas en este proyecto, véase capítulo 3, de los diferentes reguladores.

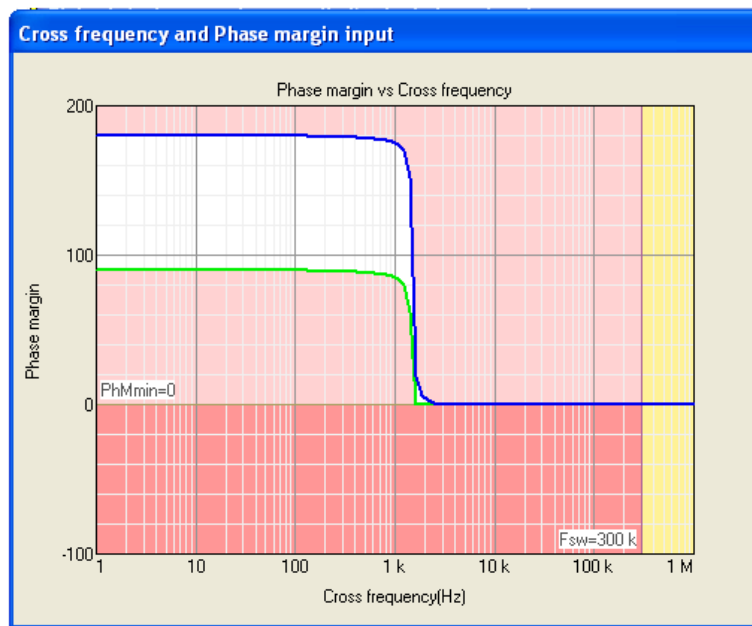


Figura 1.7 Mapa de soluciones con regulador PI



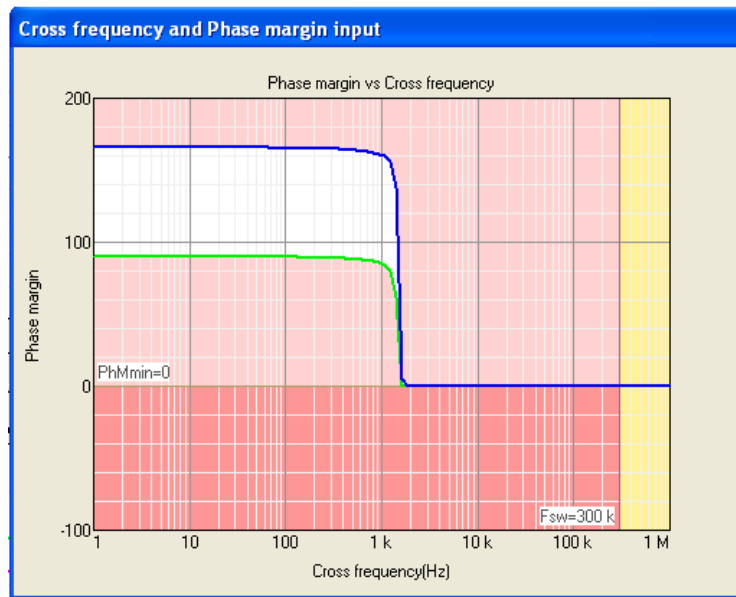


Figura 1.8 Mapa de soluciones con regulador tipo 2

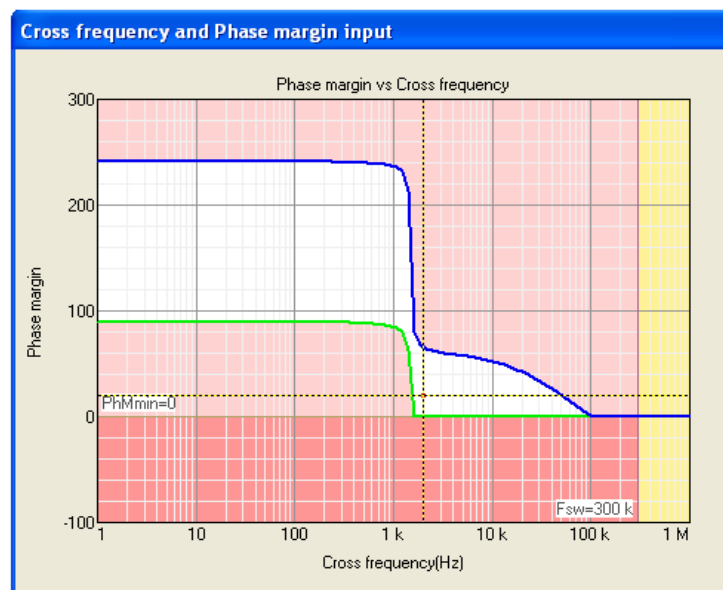


Figura 1.9 Mapa de soluciones con regulador tipo 3

Como se puede observar en las figuras [1.7] y [1.8], el mapa de soluciones de ambos reguladores es muy similar. Sin embargo la diferencia al comparar el regulador PI o tipo 2, con el tipo 3, figura [1.9], es mucho más notoria. La diferencia viene dada por un aumento de límite superior, zona azul (en este caso de  $170^\circ$  a  $250^\circ$  aproximadamente), además de una zona de trabajo “extra” a la derecha de la estricción, por tanto, una mayor versatilidad en el tipo 3 frente a los otros dos reguladores.

El mapa de soluciones presenta una zona de posibles soluciones (región blanca) y zonas prohibidas (resto de regiones), ver figura [1.3]. La zona de posibles soluciones queda delimitada por diversas fronteras:

- Frontera azul, es la frontera superior y está dada por la máxima fase alcanzable para cada tipo de regulador y un valor  $k=8$ , en los extremos de curva.
- Frontera verde, es la frontera inferior, el integrador es un caso particular de los reguladores, puesto que proporciona el límite inferior de margen de fase, añadiendo  $90^\circ$  a la fase de la función de transferencia del lazo abierto, sin regulador y un valor de  $k=1$ .
- En términos de frecuencia, el mapa de soluciones, está limitado por la frecuencia de conmutación,  $f_{sw}$

Donde  $k$ , relaciona la posición de los polos y los ceros, y su expresión depende del tipo de regulador

$K$  hace referencia al factor- $k$ , que se trata de un modelo ó herramienta matemática para definir la forma y las características de una función de transferencia, proporcionando no sólo un posicionamiento directo de los ceros y polos, sino también los valores de los componentes del circuito resultante del mismo.

Cuando se introduce una ganancia lisa (sin pendiente) ó de pendiente  $+1$  en una función de transferencia de un amplificador para reducir la fase, existe una correspondiente reducción de la ganancia a frecuencias bajas y un aumento en la ganancia a altas frecuencias. La reducción es la misma en bajas frecuencia que el incremento en altas frecuencias, por un factor llamado  $k$ .. Además, de como se ha dicho antes  $k$  relaciona la posición de polos y ceros [14].

En el regulador PI,  $k$  siempre vale 1, porque no hay elevación o reducción en la ganancia. Sin embargo, en un regulador Tipo 2, el cero está localizado un factor  $k$  por debajo de la frecuencia de corte, y el polo está localizado un factor  $k$  por encima de la frecuencia de corte. En el caso de un regulador tipo 3, los dos ceros están localizados un factor  $\sqrt{k}$  por debajo de la frecuencia de corte, y los polos están localizados un factor  $\sqrt{k}$ , por encima de la frecuencia de corte [14].

Además de estas limitaciones dichas anteriormente, existen otras en la zona de posibles soluciones, zona blanca, las soluciones que se encuentran en dicha región. La figura [1.10] muestra el caso de una función de transferencia inestable, puesto que no tiene margen de fase a la frecuencia de corte dada.

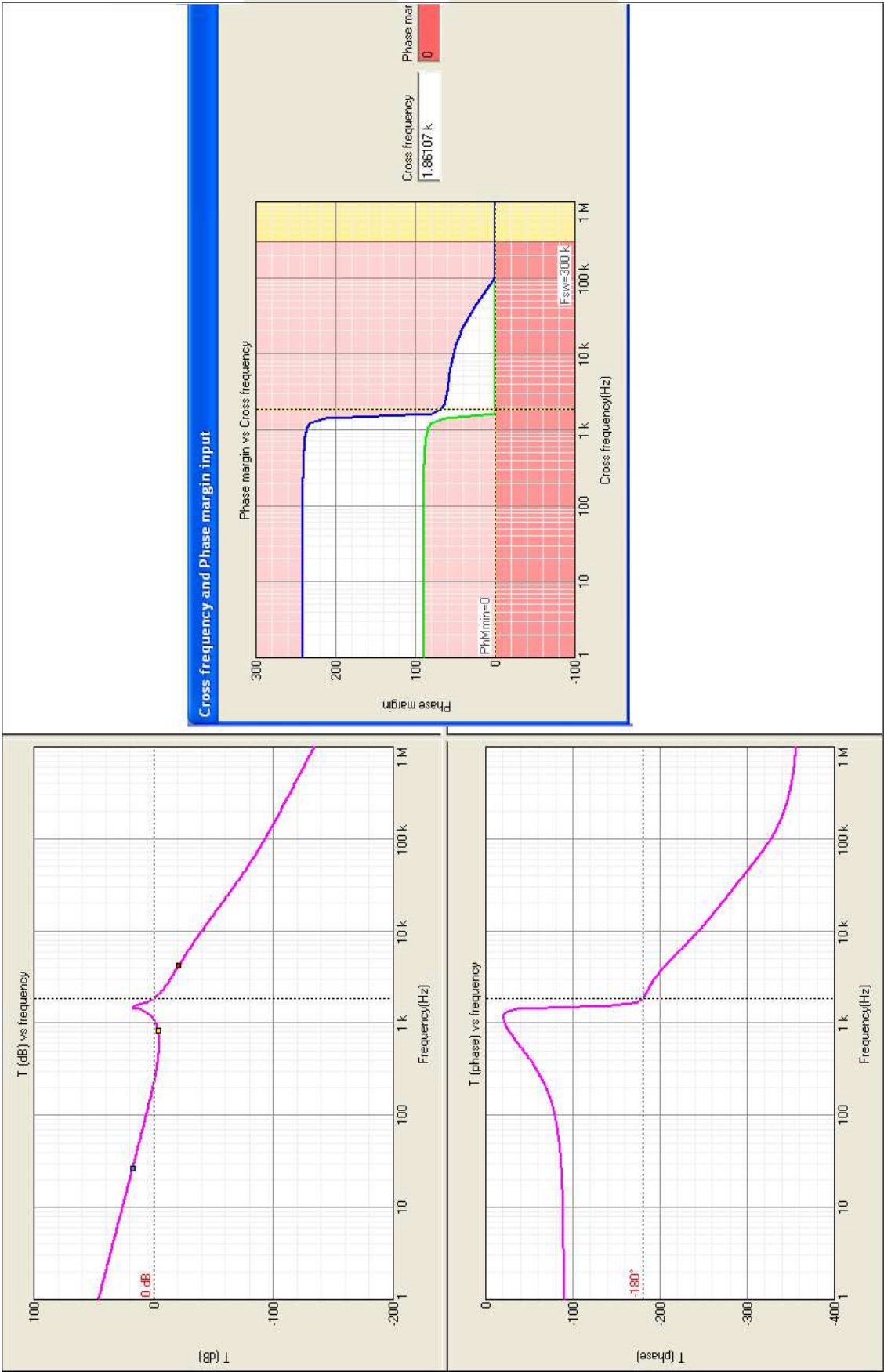


Figura 1.10 Función de transferencia inestable

Y otros puntos, ver figura [1.11], que presentan una frecuencia objetivo (asignada por el usuario) distinta a la frecuencia real del sistema.

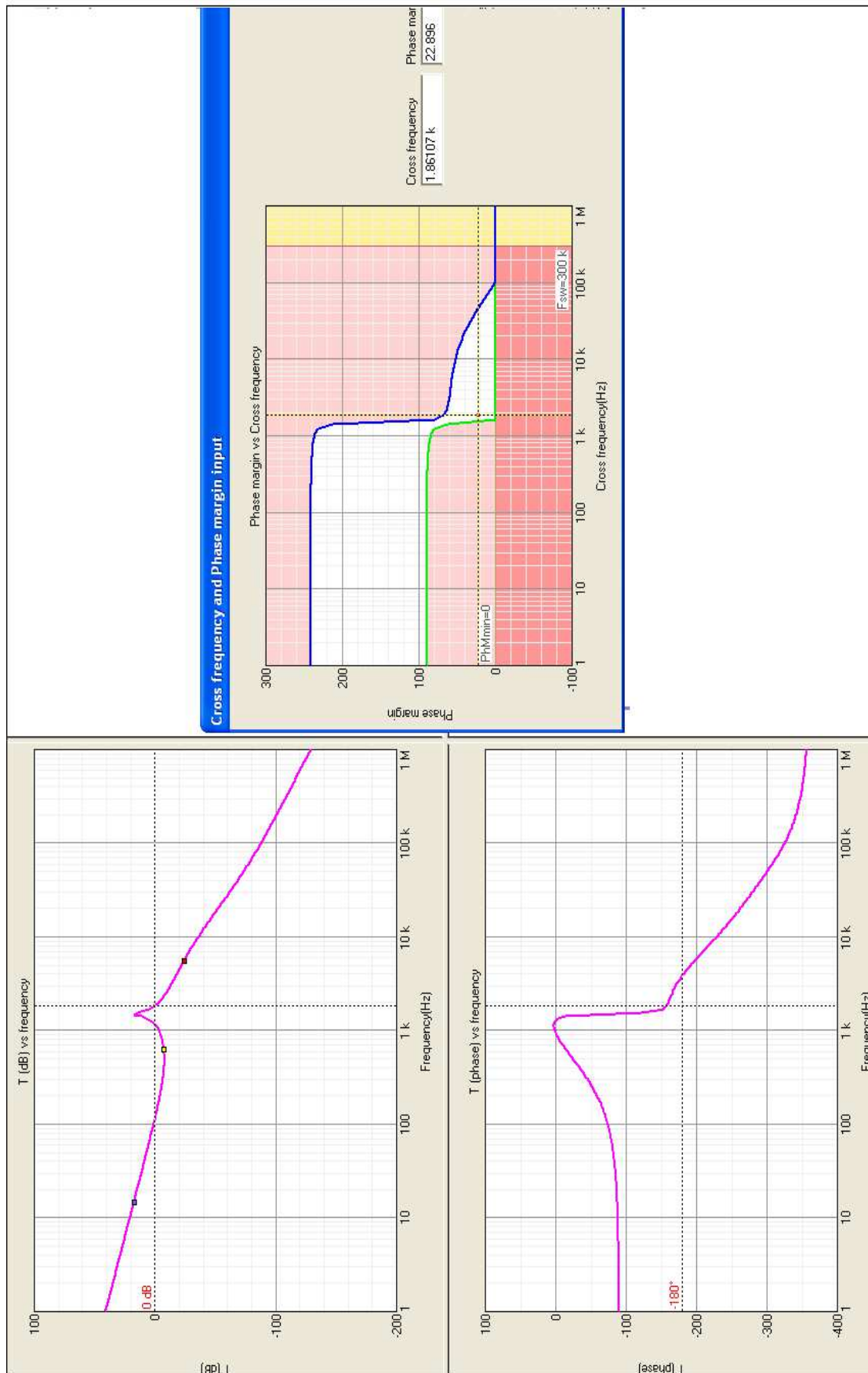


Figura 1.11 Función de transferencia estable con  $f_{real} < f_{objetivo}$

En la figura anterior, se puede observar como la frecuencia real de corte es aproximadamente 100Hz que difiere de la frecuencia objetivo especificada, 1,86kHz. Ello provoca que el sistema sea mucho más lento de lo esperado.

Por tanto el objetivo, se centra, en explorar la región de soluciones no viables, en el mapa de soluciones actual de Smart Ctrl y la elaboración de un prototipo, en este caso un Flyback.

La elección de la topología del convertidor Flyback, se fundamenta en:

- Tensión de entrada no superior a 30V
- Baja tensión de salida
- Baja potencia consumida, no superior a 50W
- Aislamiento galvánico

### 1.3 Convertidores CC/CC

Los convertidores CC/CC son ampliamente utilizados en fuentes de alimentación continuas conmutadas y en accionamientos de motores.

Habitualmente la entrada de estos convertidores es una tensión continua no regulada, la cual se obtiene rectificando la tensión de línea y, por eso, fluctuará a los cambios en la magnitud de la tensión.

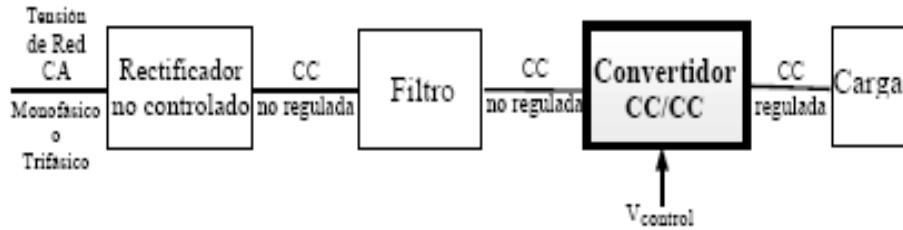


Figura 1.12 Esquema adecuación de tensión

Existen varios métodos de síntesis de circuitos y todos llevan a un conjunto de convertidores construidos con el menor número de componentes posible. Teniendo seis convertidores básicos, que poseen dos interruptores, uno activo (el transistor) y otro pasivo (el diodo), dichos convertidores son: BUCK; BOOST; BUCK-BOOST; CÚK, SEPIC y ZETA, y los interruptores activos usados son: BJT, MOSFET ó IGBT.

En la siguiente figura, se muestra el esquema de los 6 convertidores CC/CC básicos [5]:

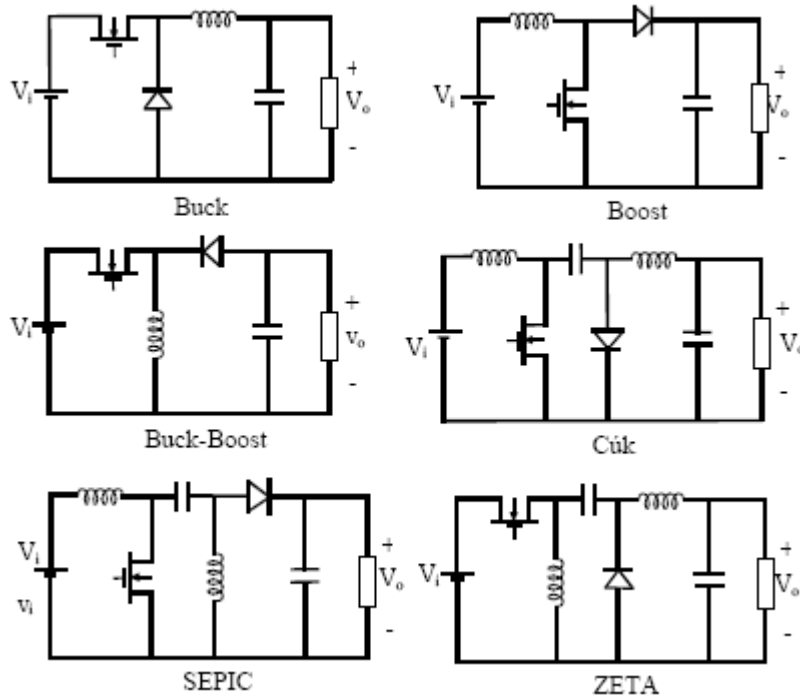


Figura 1.13 Distintos convertidores CC/CC

En un convertidor CC/CC con un cierto nivel de tensión de entrada, el valor medio de su tensión de salida se ajusta controlando la duración del estado OFF ó ON del interruptor de potencia, véase la figura [1.14], [5]:

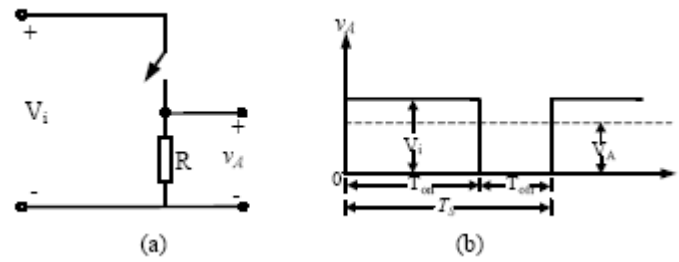


Figura 1.14 Esquema general de control del valor medio de la tensión de salida (a) y representación de la tensión de salida frente al tiempo (b)

El valor medio  $V_A$  de la tensión de salida  $v_A$ , depende del tiempo de conducción y no de la conducción del transistor ( $T_{on}$  y  $T_{off}$ ).

En este método, denominado modulación por ancho de pulso, se varía la relación de conducción del interruptor D (relación entre tiempo  $T_{on}$  respecto al periodo de conmutación T).

$$D = \frac{T_{on}}{T_{sw}} \text{ y } f_{sw} = \frac{1}{T_{sw}} \quad (1.1)$$

Los convertidores CC/CC presentan además un filtro paso-bajo para obtener el valor medio de la tensión. En la siguiente figura, figura [1.15] se muestra una estructura sencilla de un convertidor CC/CC alimentado por tensión y sin presencia de aislamiento galvánico [7].

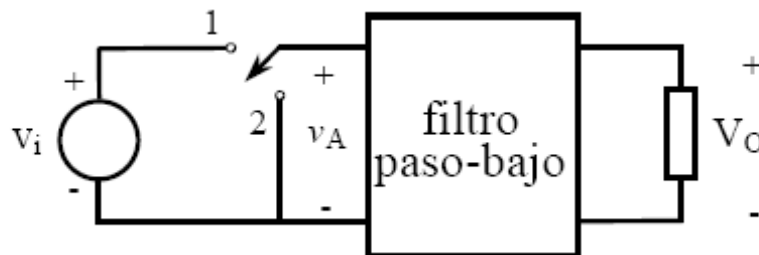


Figura 1.15 Esquema CC/CC con filtro paso-bajo a la salida

La tensión de entrada,  $V_i$ , se supone continua, pero como se ha especificado anteriormente, es normalmente no regulada. El interruptor funciona a una frecuencia mayor que frecuencia del rizado de  $V_i$ , siendo la forma de onda  $V_A$  la que se muestra en la siguiente figura, figura [1.16], [5] y [7]:

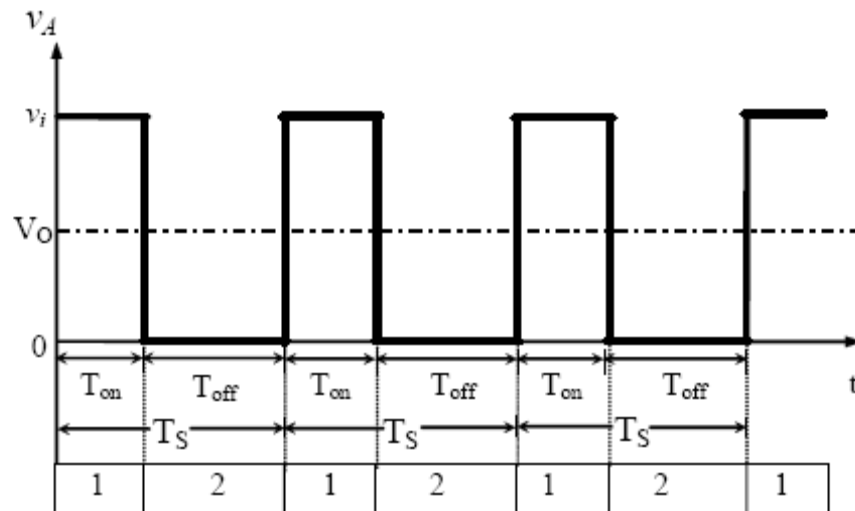


Figura 1.16 Forma de onda de la tensión de salida ante la conmutación del interruptor a una determinado frecuencia

### 1.3.1 Topología Reductora-Elevadora (BUCK-BOOST)

El convertidor Buck-Boost es un convertidor que tiene la tensión de salida invertida con respecto de la de entrada. Su tensión de salida puede ser mayor ó menor con respecto de la tensión de entrada, dependiendo del ciclo de trabajo. La topología de este convertidor se muestra en la figura [1.17]:

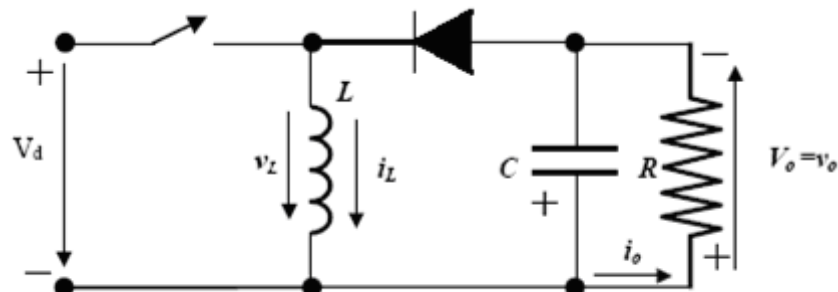
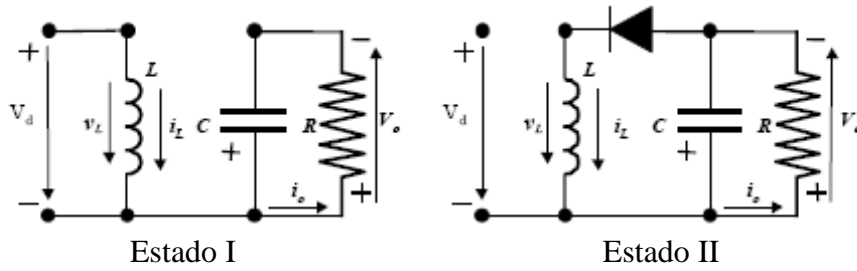


Figura 1.17 Esquema de la topología reductor-elevador

- Estado I: Transistor en conducción, Diodo en corte. Carga del inductor con tensión  $V_d$ .
- Estado II: Transistor en corte. Diodo en conducción. Descarga de la bobina con tensión  $-V_o$





*Figura 1.18 Estado I y Estado II del Buck-Boost*

El hecho de que la tensión de salida tenga polaridad opuesta, supone una gran limitación para este convertidor, es por eso, que en lugar de esta topología se use el convertidor Flyback, que actúa como reductor-elevador, no modificando la polaridad de la tensión de salida y que además presenta un aislamiento galvánico.



## 2. El convertido Flyback

### 2.1 Introducción

El convertidor Flyback es un convertidor CC/CC con aislamiento galvánico entre la entrada y la salida. Posee la misma estructura que un convertidor reductor-elevador (Buck-Boost, ver figura [2.1]) con dos bobinas acopladas en lugar de un única bobina; en numerosas ocasiones se suele hablar de un transformador como elemento de aislamiento, pero en realidad, un transformador no almacena más que una mínima parte de la energía que maneja mientras que el elemento inductivo del flyback almacena toda la energía en el núcleo magnético. Esta es la razón por la que el elemento inductivo en estos convertidores es mucho más voluminoso para una misma frecuencia de conmutación con respecto a otros convertidores, usándose en exclusiva en aplicaciones de baja potencia [9].

Otro efecto a considerar es el de la inductancia de dispersión, que causa sobretensiones importantes en el interruptor de potencia con lo que su uso queda limitado a aplicaciones de baja tensión de entrada.

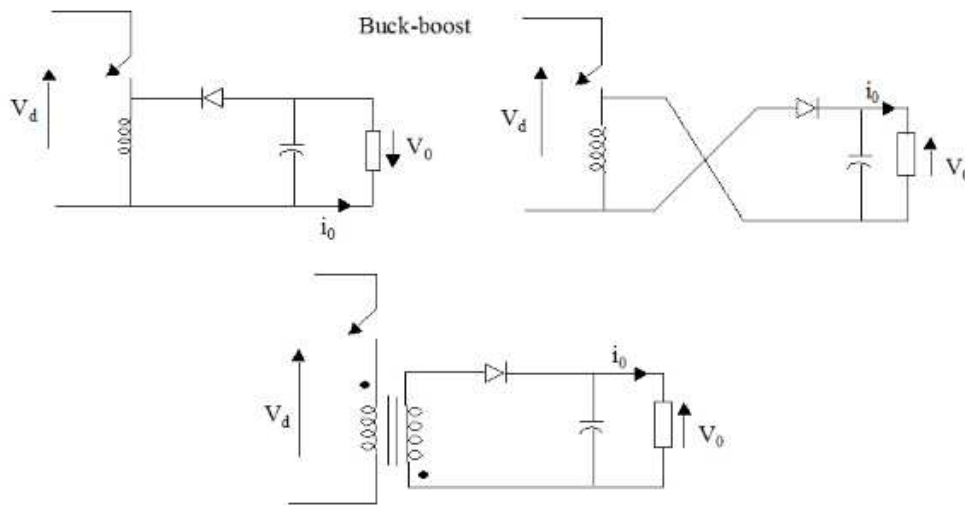


Figura 2.1. Conversión Buck-Boost en Flyback

## 2.2 Modos de Conducción

Todos los convertidores pueden presentar dos modos de conducción, que se deben a la relación entre el tiempo en el que el conmutador se encuentra cerrado, y el tiempo necesario para que la bobina descargue la energía previamente almacenada [10]. Siendo los modos de conducción:

- *Modo de conducción continua (MCC)*: La intensidad que circula por la carga, oscila entre un valor máximo y mínimo, pero nunca llega a anularse. Esto es debido a que el conmutador deberá estar bloqueado un intervalo de tiempo, tal que permita que la corriente en la carga no se haga cero. De este modo, al comenzar el siguiente periodo, la intensidad podrá partir de un valor inicial,  $I_{L(MIN)}$ .
- *Modo de conducción discontinua (MCD)*: La intensidad en la carga se hace nula en un momento determinado, en un intervalo de tiempo,  $T_{off}$  en el que el interruptor está abierto. El tiempo que permanece abierto el interruptor es mayor que el tiempo que puede estar la bobina cediendo energía, con lo que al iniciarse el siguiente periodo la corriente en la carga partirá de cero.

Ambos modos de operación quedan reflejados en la siguiente figura, figura [2.2]:

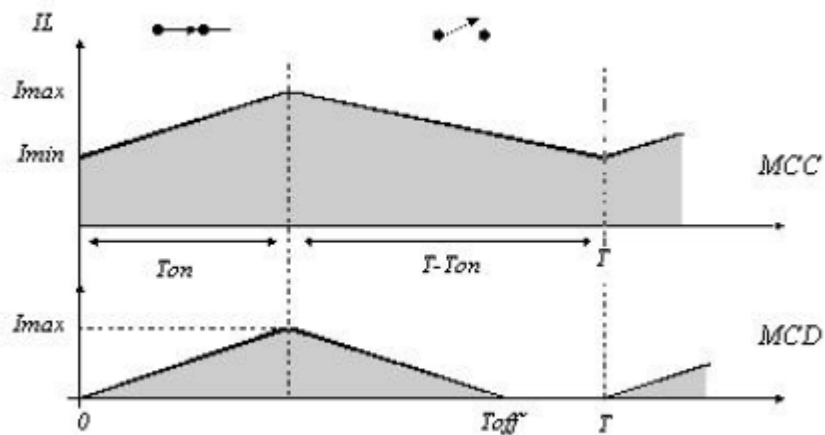


Figura 2.2. Modos de conducción del Flyback

### 2.3 Funcionamiento y Ecuaciones características para M.C.C.

El circuito esquemático de un convertidor Flyback es el siguiente, figura [2.3]:

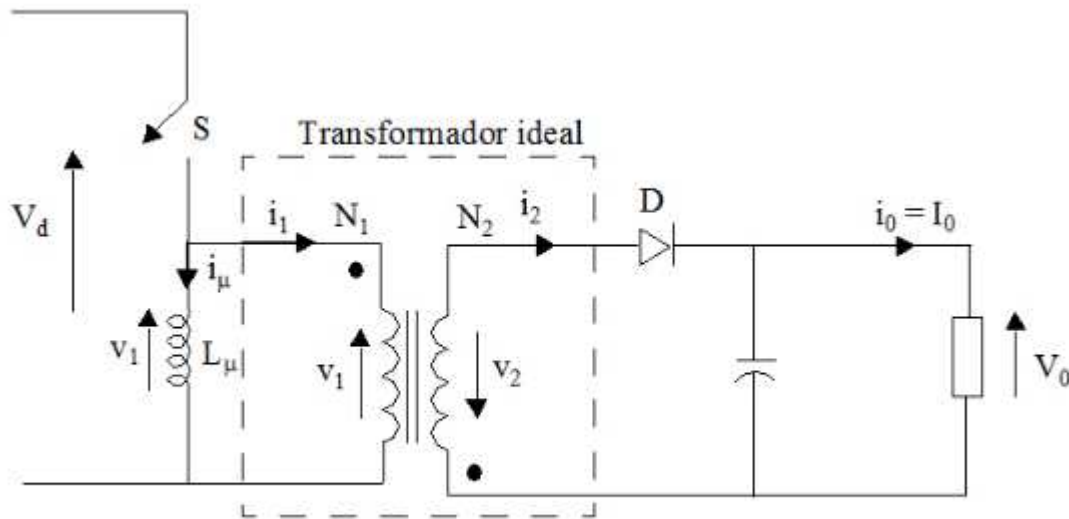


Figura 2.3 Circuito esquemático del Flyback

El funcionamiento de dicho convertidor se puede dividir en dos modos, en función de cómo se encuentre el interruptor de potencia:

- *MODO I*

Correspondiente al intervalo, en el que el transistor de potencia se activa. Debido a las polaridades de los arrollamientos del transformador, el diodo D se polariza en inversa, por tanto no deja el paso de la corriente. Toda la intensidad del primario pasa entonces a través de  $L_\mu$  (inductancia magnetizante), que va almacenando energía a la vez que la corriente por ella,  $i_\mu$ , crece de forma lineal. Ver figura [2.4]:

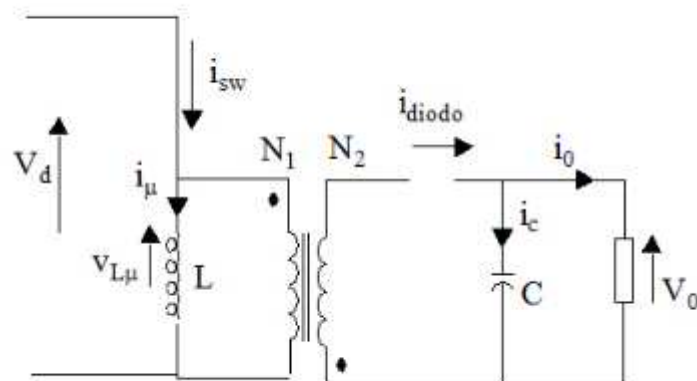


Figura 2.4 Representación del Flyback durante el  $T_{on}$

$$i_{\mu}(t) = I_1 + \frac{V_d}{L_{\mu}} t \quad (2.1)$$

En la ecuación anterior, la intensidad  $I_1$  representa la corriente a través de la bobina magnetizante en  $t=0$ , es decir:

$$i_{\mu}(t=0) = I_1 \quad (2.2)$$

El valor máximo o de pico de esta intensidad, denotada como  $I_2$ , tiene lugar en:

$$I_2 = i_{\mu}(t=t_{on}) = I_1 + \frac{V_d}{L_{\mu}} t_{on} \quad (2.3)$$

La intensidad que circula a través del condensador es igual a la diferencia entre la intensidad que circula por el diodo y la que circula por la carga, supuesta constante y de valor  $I_o$ :

$$i_c = i_{diodo} - I_o \quad (2.4)$$

Como durante el intervalo  $t_{on}$  no conduce intensidad por el secundario del transformador, al corriente que necesita la carga la suministra el condensador en su descarga:

$$i_c = -I_o \quad (2.5)$$

- **MODO II**

Correspondiente al intervalo en el que el interruptor está abierto, véase figura [2.5]:

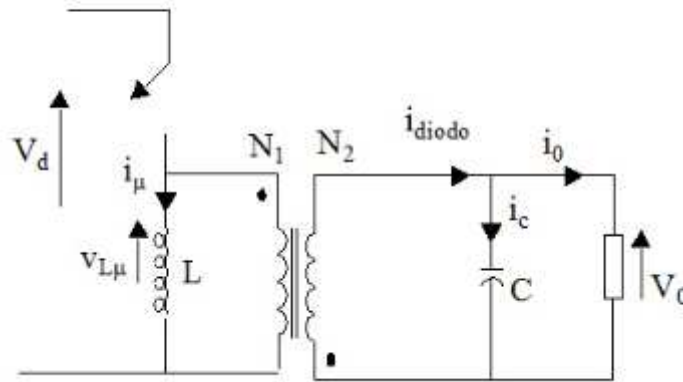


Figura 2.5 Representación del Flyback durante el Toff

La bobina  $L_{\mu}$  comienza a descargarse por estar sometida a la tensión negativa entre sus terminales:

$$V_{L_{\mu}} = -V_o \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad (2.6)$$

Esto provoca que la intensidad magnetizante  $i_\mu$  disminuya de forma lineal, según:

$$i_\mu(t) = I_2 - \frac{V_0 \cdot \frac{N_1}{N_2}}{L_\mu} \cdot (t - t_{on}) \quad (2.7)$$

Asimismo entra en conducción el diodo, siendo su intensidad:

$$i_{diodo}(t) = \frac{N_1}{N_2} i_\mu(t) \quad (2.8)$$

La energía almacenada en  $L_\mu$  pasa a alimentar entonces tanto al condensador que comienza a cargarse, como a la carga del convertidor. De la ecuación [2.7] y [2.8], se obtiene la expresión de la intensidad a través del condensador:

$$i_c = \frac{N_1}{N_2} i_\mu - I_0 \quad (2.9)$$

La tensión que soporta el interruptor cuando éste está abierto es:

$$V_{ds} = V_d + \frac{N_1}{N_2} V_0 \quad (2.10)$$

En la figura [2.6], se representan las principales formas de onda de las tensiones e intensidades del convertidor Flyback en modo de conducción continuo. [8]

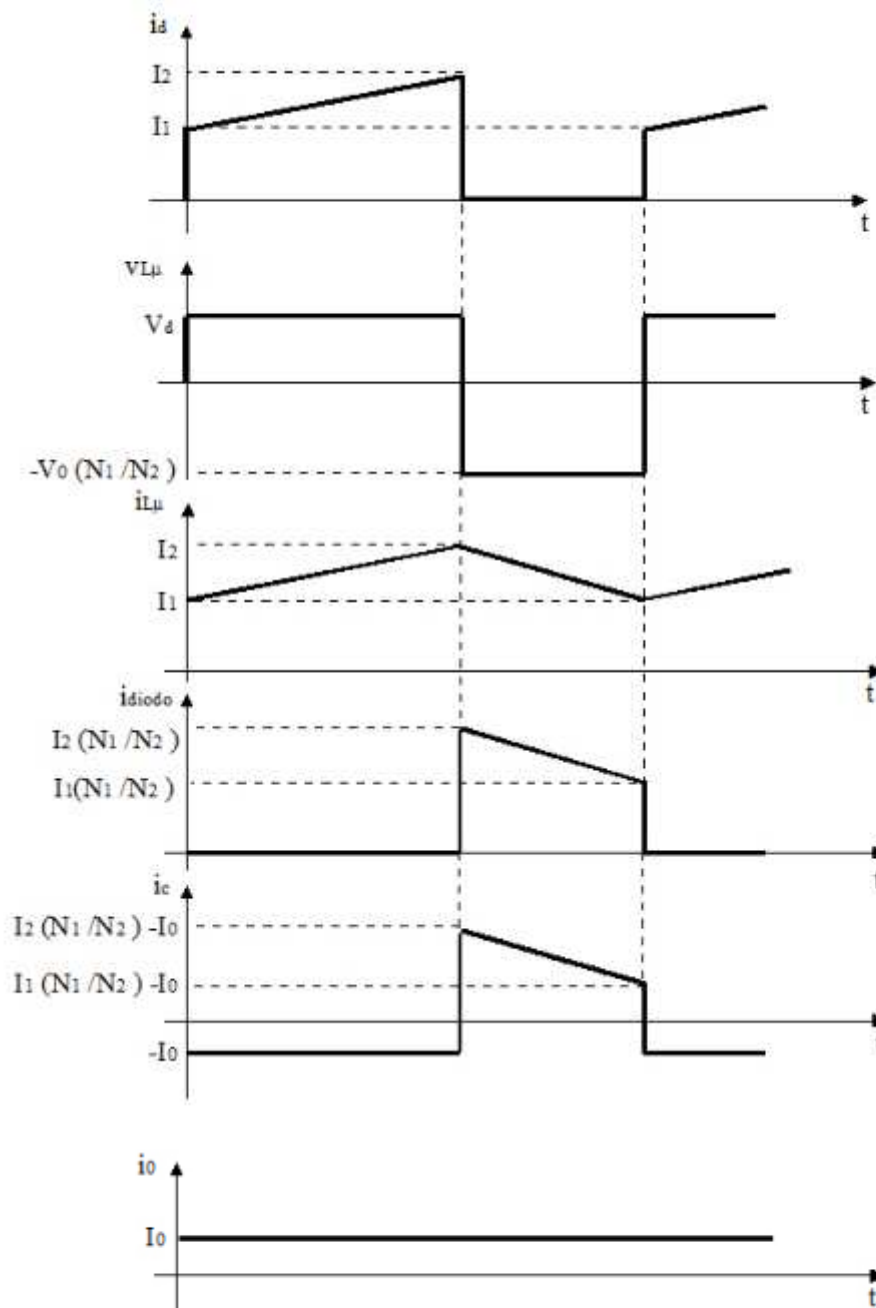


Figura 2.6 Formas de onda del convertidor en la entrada, bobina, diodo, condensador y salida



La relación entre las tensiones de salida y de entrada en un convertidor Flyback, se obtiene al considerar, que la tensión media en la bobina magnetizante,  $L_\mu$ , en un periodo vale cero. Así:

$$V_d D T_s - \frac{N_1}{N_2} V_o \cdot (1 - D) = 0 \quad (2.11)$$

De donde:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{D}{1 - D} \quad (2.12)$$

Asimismo, en ausencia de pérdidas, la potencia de entrada es igual a la potencia de salida:

$$V_d \cdot I_d = V_o \cdot I_o \quad (2.13)$$

Combinando las ecuaciones 2.12 y 2.13, se obtiene la relación entre las tensiones de salida y de entrada del convertidor Flyback:

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{1 - D}{D} \quad (2.14)$$

Reescribiendo las dos ecuaciones anteriores [2.12] y [2.14], como:

$$\frac{V_o \cdot \frac{N_1}{N_2}}{V_d} = \frac{D}{1 - D} \quad (2.15)$$

$$\frac{I_o \cdot \frac{N_1}{N_2}}{I_d} = \frac{1 - D}{D} \quad (2.16)$$



### 3. Diseño del convertidor Flyback

La elección de la topología del convertidor Flyback, se fundamenta en:

- Tensión de entrada no superior a 30V
- Baja tensión de salida
- Baja potencia consumida, no superior a 50W
- Aislamiento galvánico

Siendo las especificaciones:

- Tensión de entrada 20V
- Tensión de salida 4V
- Potencia consumida 4W
- Frecuencia de conmutación 300kHz
- Modo de conducción continuo

A la hora de tener que diseñar el Flyback, se ha de elegir entre otros el MOSFET, transformador, diodo, condensador y carga, siempre presente en los cálculos que el sistema ha de hallarse en modo de conducción continuo.

#### 3.1 Elección del transformador

Se presentan cuatro posibles modelos de transformadores, ellos eran, tabla [3.1]:

TRAFO	INDUCTANCIA ( $\mu$ H)	PRIMARIO (DCRmax OHMS)	SECUNDARIO (DCRmax OHMS)	Rt	INPUT	OUTPUT	Fsw (kHz)
C1585-AL	127	0.222	0.039	1:0.25	36-72 Vdc	3.3 V, 4,0 A	250
C1586-AL	127	0.199	0.129	1:0.50	36-72 Vdc	5 V, 2.6 A	250
FA2900-AL	50	0.026	0.020	1:0.47	18-57 Vdc	12 V, 2,1 A	250
FA2901-AL	50	0.026	0.037	1:0.59	18-57 Vdc	15 V, 1.7 A	250

Tabla 3.1 Parámetros transformadores

En dicha tabla [3.1] se pueden ver los datos ofrecidos en las hojas de características del fabricante, Coilcraft, en las que aparecen la inductancia, las resistencias del devanado primario y secundario, la relación de transformación ( $R_t$ ), el rango de tensiones de entrada, las características de salida (tensión y corriente), y la frecuencia de conmutación.

En lo que se refiera al transformador, ver en la en la tabla anterior, existen dos voltajes de entrada, por tanto para cada transformador se hará dos simulaciones a su valor máximo y a su valor mínimo de tensión, con el objetivo verificar que se encuentren en modo de conducción continuo.

Llamando al cociente  $N_1/N_2$  como  $1/n$ , y en base a lo expuesto en la ecuación [2.12], se despejará el ciclo de trabajo  $D$ , resultando la ecuación [3.1].

$$D = \frac{\frac{V_o}{n \cdot V_d}}{\left(1 + \frac{V_o}{n \cdot V_d}\right)} \quad (3.1)$$

La ecuación [3.1], permite encontrar el ciclo de trabajo, cuyo valor es el corte de la señal de continua con la triangular, tal y como se muestra en la figura [3.1]:

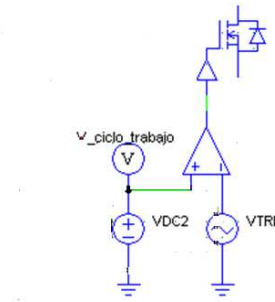


Figura 3.1 Generación PWM

Además se ha de calcular la potencia de salida del transformador, y la resistencia de carga que le correspondería ante tal especificación, para ello se recurre a las ecuaciones [3.2] y [3.3]

$$P_0 = V_{OUTPUT} \cdot I_{OUTPUY} \quad (3.2) \text{ y } (3.3)$$

$$R_0 = \frac{U_{OUTPUT}^2}{P_0}$$

Los resultados obtenidos se muestran a continuación, en la tabla [3.2]:

TRANSFORMADOR	Poutput(W)	Ro(Ohms)	D	Vo(V)
C1585-AL @ 36Vdc	13	2	0,0335	5,099
C1585-AL @ 72Vdc	13	2	0,01706	5,099
C1586-AL @ 36Vdc	12,96	11,11	0,1428	11,999
C1586-AL @ 72Vdc	12,96	11,11	0,0769	11,999
FA2900-AL @ 18Vdc	25,2	5,714	0,238	11,999
FA2900-AL @ 57Vdc	25,2	5,714	0,109	11,999
FA2901-AL @ 18Vdc	25,5	8,82	0,329	14,996
FA2901-AL @ 57Vdc	25,5	8,82	0,1344	14,996

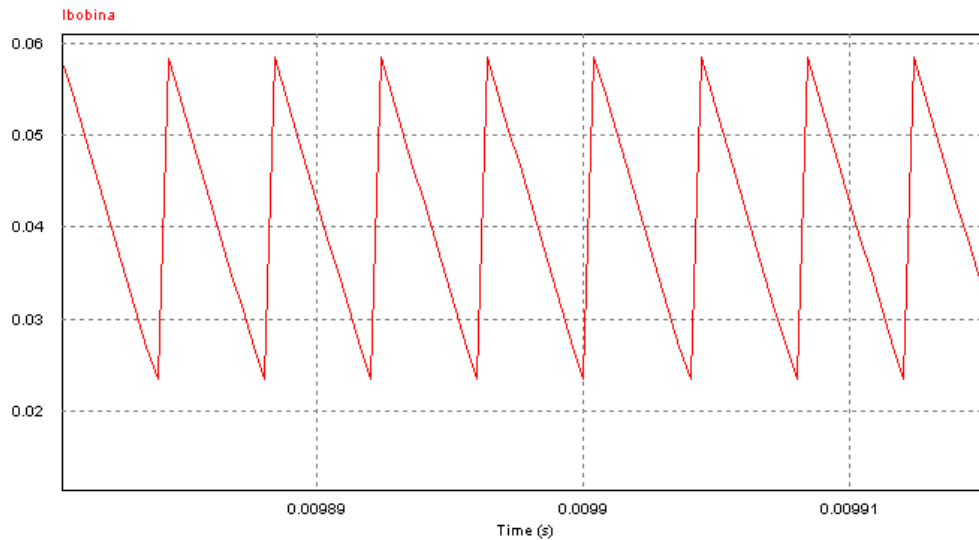
Tabla 3.2 Resultados de los distintos transformadores

En la tabla anterior, puede observarse las potencias de salida ( $P_{out}$ ), la resistencia de carga ( $R_o$ ) y los ciclos de trabajo ( $D$ ) de los distintos transformadores. La tensión que acompaña a cada transformador es la tensión de entrada.

Las gráficas correspondientes a las corrientes en las bobinas magnetizantes de los transformadores, son:

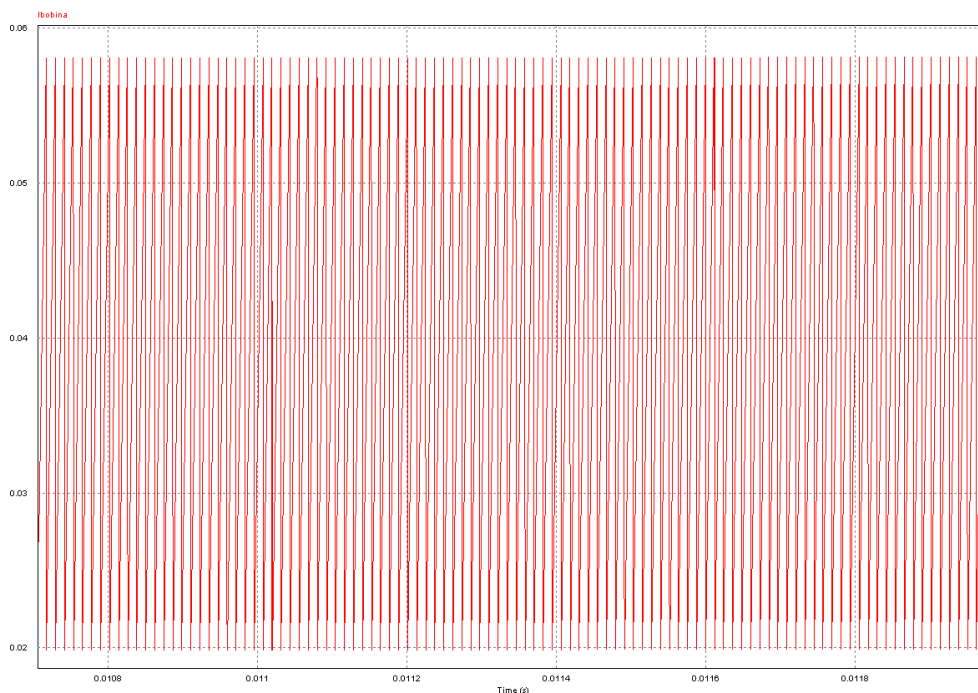
- CASO 1) C1585-AL ( SALIDA: 5V; 2,6A  $R_t= 1:0.25$ )

1.a) Tensión entrada: 36Vdc



*Figura 3.2 Corriente en la bobina magnetizante caso 1.a*

1.b) Tensión entrada: 72Vdc



*Figura 3.3 Corriente en la bobina magnetizante caso 1.b*

- CASO 2) C1586-AL (SALIDA= 12v; 1.08A  $R_t=1:0.50$ )

2.a) Tensión entrada: 36 Vdc

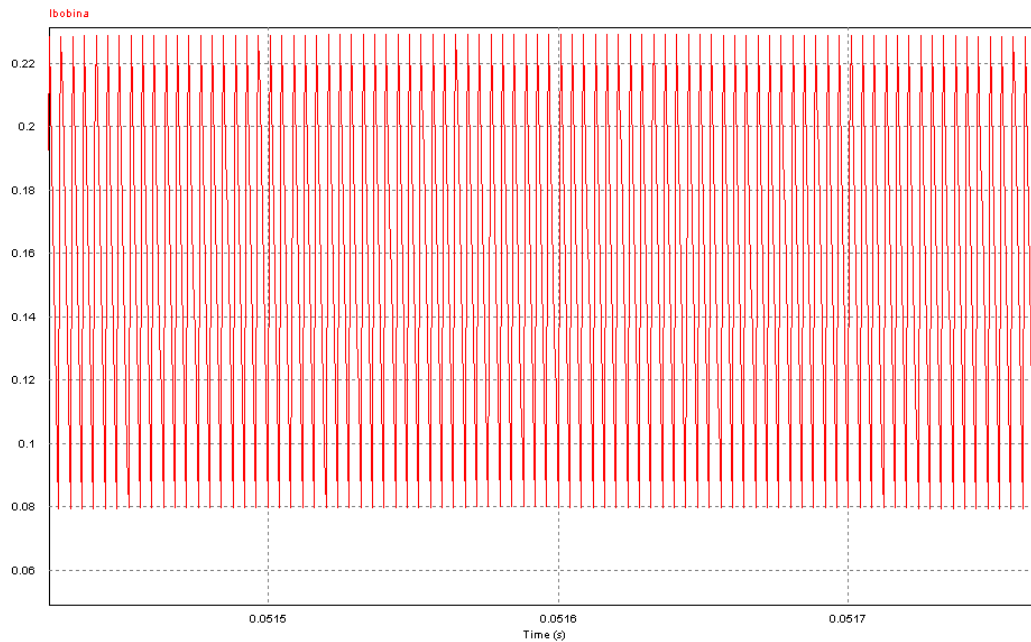


Figura 3.4 Corriente en la bobina magnetizante caso 2.a

2.b) Tensión entrada: 72 Vdc

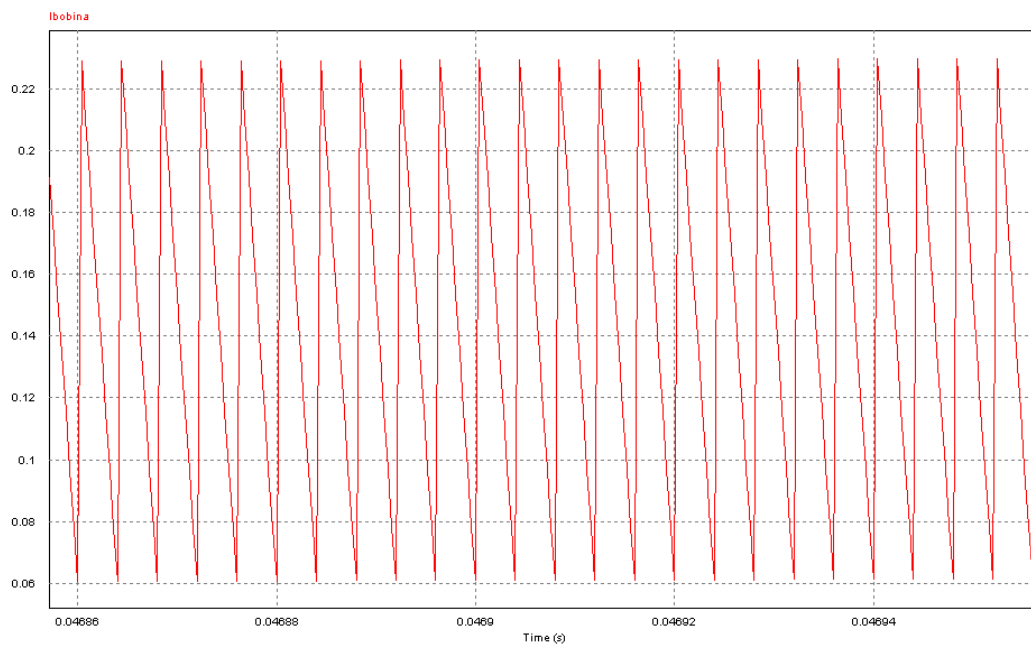
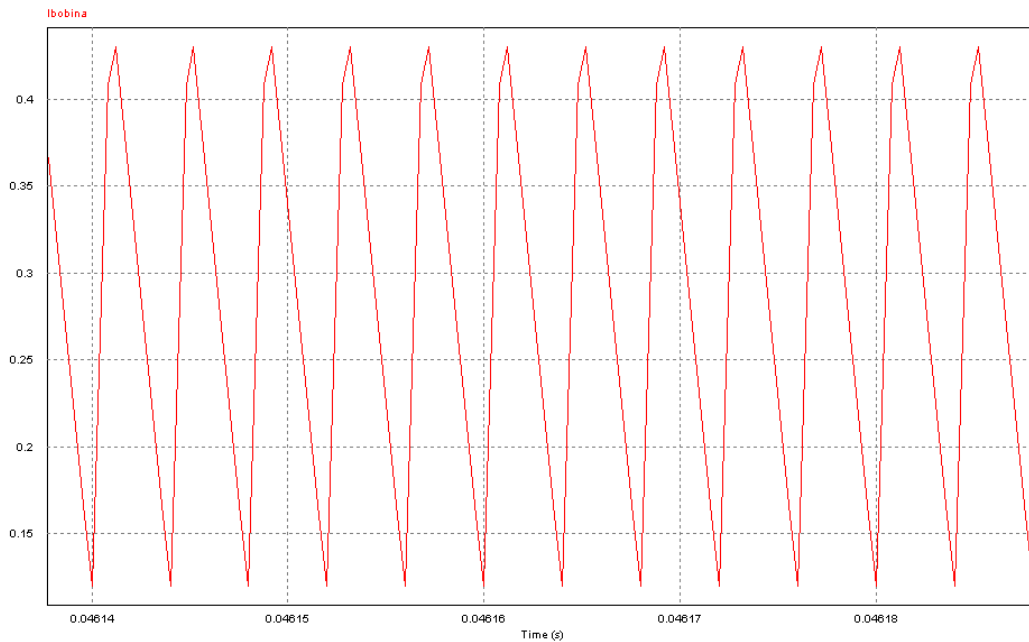


Figura 3.5 Corriente en la bobina magnetizante caso 2.b

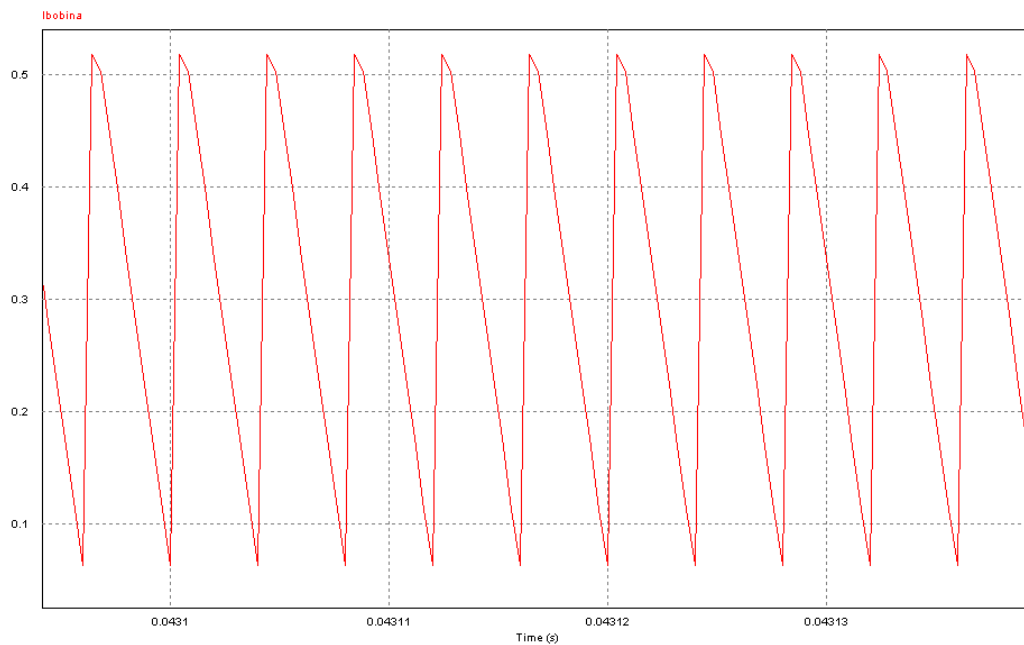
- CASO 3) FA2900-AL ( SALIDA: 12v; 2.1A  $R_t=1:0.47$ )

3.a) Tensión entrada: 18Vdc



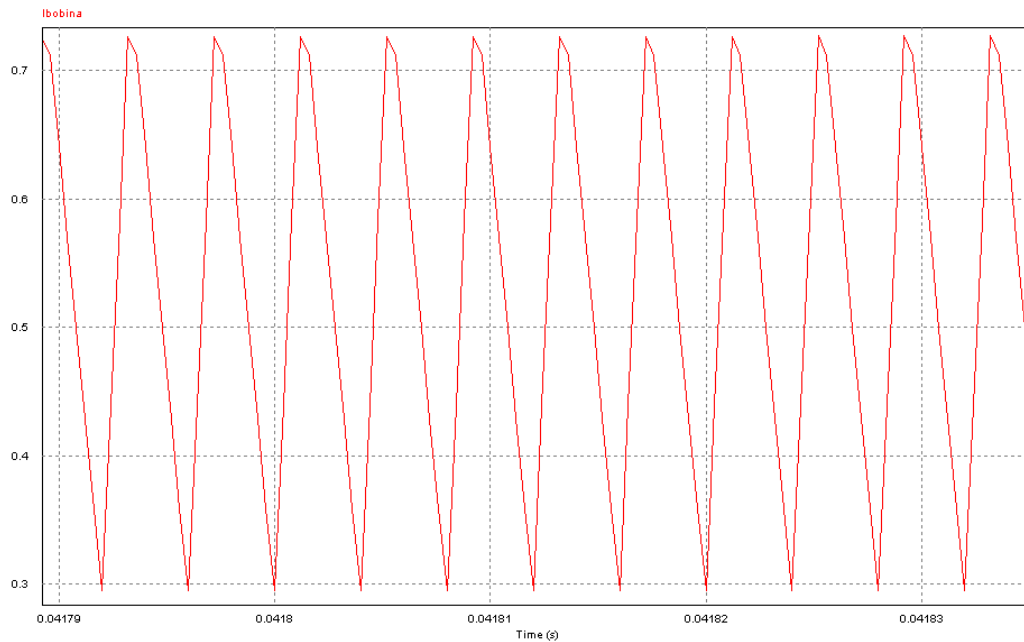
*Figura 3.6 Corriente en la bobina magnetizante caso 3.a*

3.b) Tensión 57Vdc



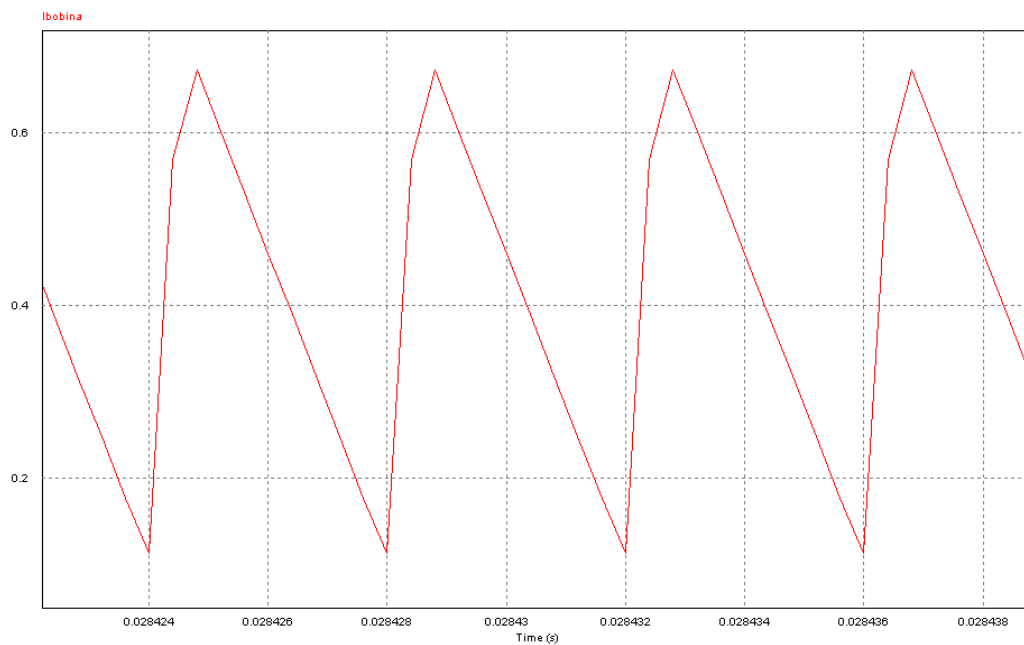
*Figura 3.7 Corriente en la bobina magnetizante caso 3.b*

- CASO 4) FA2901-AL (SALIDA: 15V, 1.7A) Rt=1:0.59  
4.a) Tensión entrada 18Vdc



*Figura 3.8 Corriente en la bobina magnetizante caso 4.a*

- 4.b) Tensión entrada 57Vdc



*Figura 3.9 Corriente en la bobina magnetizante caso 4.b*



Comprobación teórica:

TRANSFORMADOR	K	Kcrítica	K>Kcritica
C1585-AL @ 36Vdc	33,02132085	14,945956	SI
C1585-AL @ 72Vdc	33,02132085	15,4587367	SI
C1586-AL @ 36Vdc	5,715	2,93916736	SI
C1586-AL @ 72Vdc	5,715	3,40845444	SI
FA2900-AL @ 18Vdc	11,11305565	2,6285378	SI
FA2900-AL @ 57Vdc	11,11305565	3,593847895	SI
FA2901-AL @ 18Vdc	7,199546485	1,293424303	SI
FA2901-AL @ 57Vdc	7,199546485	2,152437116	SI

*Tabla 3.3 Comprobación teórica de Modo de Conducción Continuo.*

Donde k, se refiere al parámetro:

$$k = \frac{2 \cdot L_m \cdot f_{sw}}{R_o} \quad (3.4)$$

Siendo  $L_m$ , la inductancia magnetizante del transformador,  $f_{sw}$  la frecuencia de conmutación para todos el valor de 250kHz (hoja de características del fabricante), y  $R_o$  la resistencia de carga (tabla 3.1).

Y donde  $K_{crítica}$ , parámetro que define la frontera entre Modo de Conducción Continuo y Modo de Conducción Discontinuo, se obtiene al realizar un balance de potencia en Modo de Conducción Discontinuo:

$$P_{entrada} = P_{salida} \quad (3.5)$$

Sabiendo que la potencia de entrada se puede poner como el producto de la tensión de entrada por la corriente media de entrada y la potencia de salida como la tensión de salida al cuadrado dividido de la resistencia de carga se tiene:

$$V_e \cdot I_{e\_media} = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (3.6)$$

Y que el valor medio de la corriente de entrada es:

$$I_{e\_media} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^T i_e(t) dt = \frac{1}{T_{sw}} \frac{t_{on} I_{max}}{2} \quad (3.7)$$

Y que el valor máximo de la corriente se da al final del ton:

$$I_{max} = \frac{V_e}{L_m} T_{on} \quad (3.8)$$

Combinando las ecuaciones 3.8, 3.7, 3.6, 3.4 y 2.12 (donde  $V_d=V_e$ ), se obtiene finalmente:

$$\frac{V_o}{V_e} = \frac{D}{\sqrt{K}} \Leftrightarrow K_{crítica} = \left( \frac{1-D}{n} \right)^2 \quad (3.9)$$

Donde D es el ciclo de trabajo para cada transformador y n la relación inversa de la relación de transformación

Dado que todos cumplen los requisitos, de modo de conducción continua, se opta finalmente por elegir el C1585-A1, puesto que posee mayor inductancia magnetizante, lo que proporciona una mayor seguridad, frente a posibles perturbaciones, de encontrarse funcionando en modo de conducción continuo.

### 3.1.1 Ensayos del transformador (Pruebas)

En lo que se refiera al transformador, se le realizaron dos ensayos, un primer ensayo denominado *ensayo en pequeña señal* y cuyo objetivo es el cálculo de la inductancia magnetizante del transformador, a la frecuencia de conmutación del Flyback, además de ser comparada con la dada por el fabricante en sus hojas de características.

Para ello, se procede a la introducción de los terminales del primario del transformador en la máquina “HEWLETT Impedance Analyzer 4194A” presente en el laboratorio, y manteniendo siempre los terminales de secundarios en circuito abierto, es decir, sin carga alguna. El esquema, se contempla en la figura [3.10]:

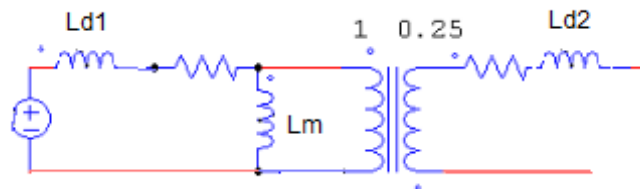
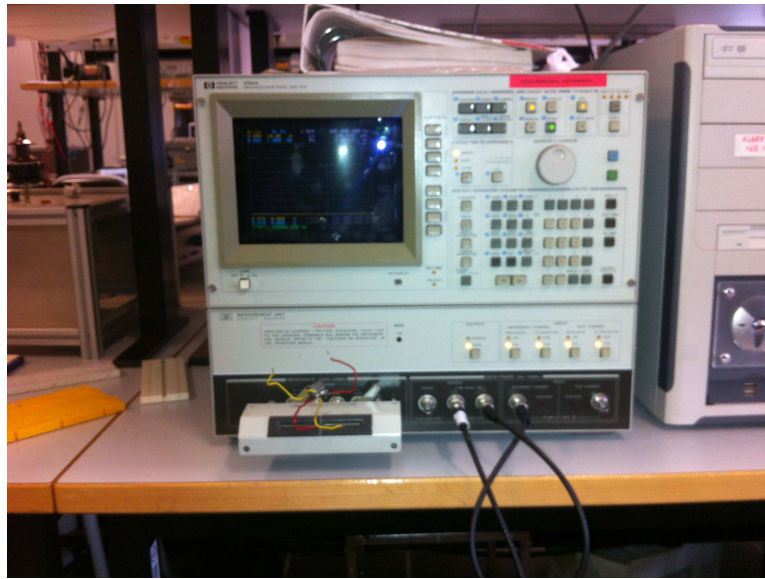


Figura 3.10 Esquema ensayo pequeña señal

A continuación se muestran figuras del ensayo:



*Figura 3.11 HEWLETT Impedance Analyzer 4194A*



*Figura 3.12 Transformador insertado en HEWLETT Impedance Analyzer 4194A*

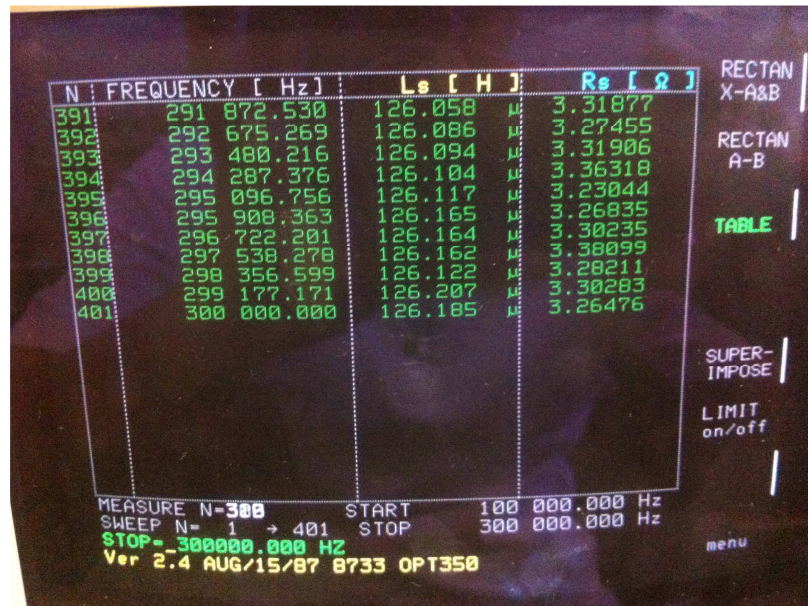


Figura 3.13 Resultados del barrido realizado sobre el transformador (reactancia magnetizante)

Los resultados obtenidos por la máquina, tras el barrido son los mostrados en la tabla [3.4]:

Frecuencia (Hz)	Inductancia magnetizante (H)
291872,53	0,000126058
292675,269	0,000126086
293480,216	0,000126094
295096,756	0,000126104
295908,363	0,000126117
296722,201	0,000126165
297538,270	0,000126165
298356,599	0,000126122
299177,171	0,000126207
300000	0,000126185

Tabla 3.4 Valores de la inductancia magnetizante para distintas frecuencias según el ensayo

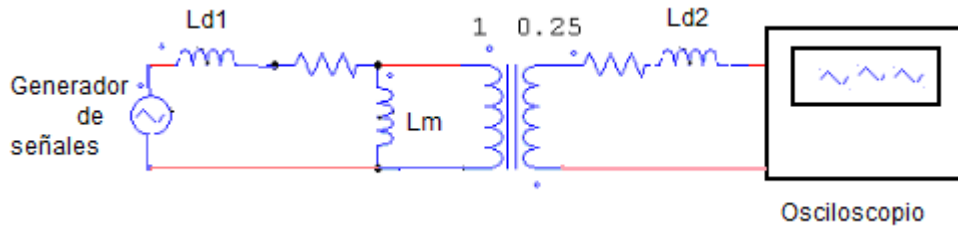
Como se puede visualizar corresponde, en una gran exactitud, con el valor dado por el fabricante de  $127\mu\text{H}$ .

A todos los efectos  $L_{d1}$  (inductancia de dispersión), puede despreciarse dado el bajo valor de ésta, pues como se aprecia el valor,  $L_{d1} + L_m$ , proporcionado por la máquina, es bastante parecido al dado por el fabricante.

En el segundo de los ensayos realizado sobre el transformador, el denominado, *ensayo en gran señal*, se persigue encontrar los terminales correspondientes del transformador además de la relación de vueltas y contrastar dicha información con lo establecido en las hojas de características.

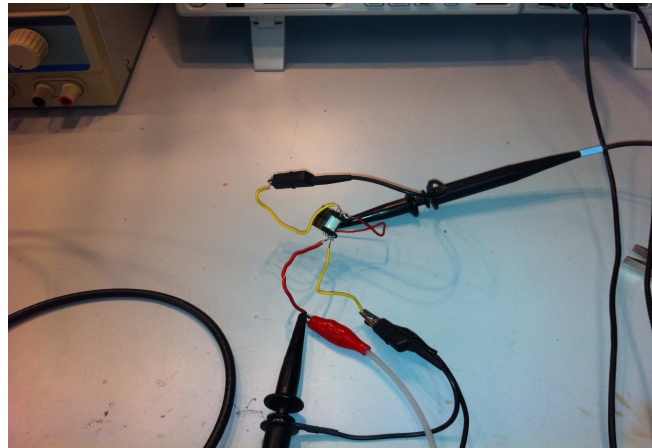


Para ello, se conecta el devanado primario del transformador a una fuente generadora de ondas, usando una onda sinusoidal de valor medio nulo, evitando la saturación del núcleo. Observando a la salida, la forma de onda con ayuda del osciloscopio. Véase figura [3.14].

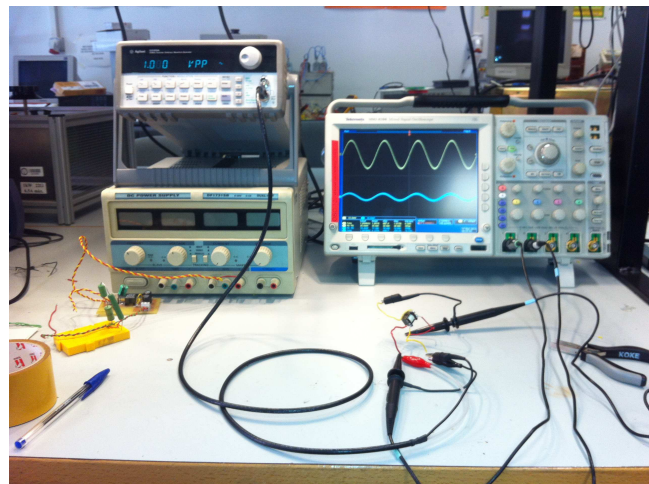


*Figura 3.14 Esquema de ensayo en gran señal*

Las figuras [3.15], [3.16] y [3.17] corresponden a dicho ensayo son:



*Figura 3.15 Conexión de las sondas del osciloscopio a la entrada y salida del transformador*



*Figura 3.16 Esquema del conjunto formado por el generador de señales, osciloscopio, transformador y sondas*

La forma de onda de la tensión de entrada y salida se muestran a continuación, en las figuras [3.17]:

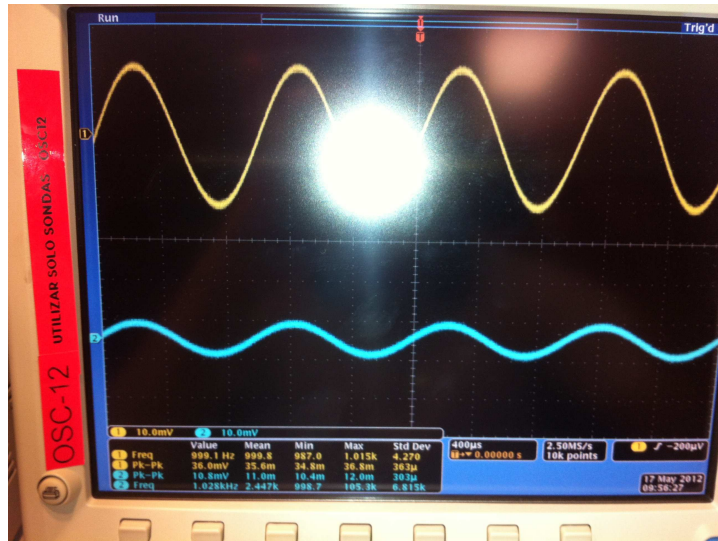


Figura 3.17 Formas de onda de la entrada (onda amarilla) al transformador y de su salida (onda azul)

### 3.2 Elección del MOSFET

Para la elección del MOSFET, se realizó una simulación en PSIM, ya con los parámetros del transformador elegido e imponiendo las especificaciones del convertidor. Recogiéndose datos de los valores de tensión (media, máxima y eficaz) y así mismo de los valores de intensidad (media, máxima y eficaz).

Por otro lado el abanico de MOSFETs disponibles, se visualiza en la siguiente tabla [3.5]:

	INTENSIDAD (A)	VOLTAJE (V)	RDSon (mΩ)	Ciss (pF)	Coss
FDC3612 N CH	2,6	100	125	660	55
IRF7492PBF	5,1	150	79	1820	190/780
IRF6216PBF	2,2	150	240	1280	220/1290
IRFB4019PBF	17	150	80	800	74
FQP8P10 CH-P	8	100	530	470	175

Tabla 3.5 Características principales del conjunto de MOSFETs

Donde como se puede apreciar, no solamente se recogen las tensiones y corrientes admisibles de cada uno, sino además otros parámetros, tales como: la resistencia en conducción,  $R_{ds_{on}}$  (Ohms), y las capacidades parásitas  $C_{iss}$  y  $C_{oss}$  (pF).

Los datos obtenidos en la simulación de PSIM, presentes en la siguiente tabla [3.6]:

MOSFET	
Idsmax(A)	0,0235
Idsrms(A)	7,43E-03
Idsmed(A)	2,35E-03
Vdsmax(V)	37,24
Vdsmed(V)	33,53
Vdsrms(V)	35,34

*Tabla 3.6 Valores de tensión y de corriente en el MOSFET ( eficaces, medios y máximos)*

Se procedió, mediante operaciones booleanas, en la hoja de datos de Excel a comparar cada uno de los datos en tensiones y corrientes del MOSFET con cada uno de los datos, intensidad y voltaje, recogidos en la tabla [3.6] de las simulaciones de PSIM, obteniendo para los 7 casos, los datos que se muestran en la tabla [3.7]:

	INTENSIDAD (A)	VOLTAJE (v)	CASO 1	
FDC3612 N CH	2,6	100	VERDADERO	válido
IRF7492PBF	5,1	150	VERDADERO	válido
IRF6216PBF	2,2	150	VERDADERO	válido
IRFB4019PBF	17	150	VERDADERO	válido
FQP8P10 CH-P	8	100	VERDADERO	válido

*Tabla 3.7 Validación de los MOSFET*

En la tabla [3.7], se recoge el resultado de la comparativa, simultánea, de la intensidad y tensión de cada componente con los datos de la tabla [3.6]. Un ejemplo, para el componente FDC3612 N CH, sería, si se cumple toda la sentencia [Intensidad>Idsmax e Intensidad>Idsmed e Intensidad>Idsrms y Voltaje>Vdsmax y Voltaje>Vdsmed y Voltaje>Vdsrms]

Como se puede apreciar en principio todos los MOSFETs cumplen y por tanto, podrían ser usados todos, pero se elegirá finalmente aquel que menos  $R_{ds_{on}}$ , posea, pues éste parámetro es indicativo de las pérdidas del MOSFET cuando éste se encuentra en conducción y menor capacidades parásitas.

IRFB4019PBF N-CH

### 3.3 Elección del diodo

Procediendo de manera análoga en la elección del diodo, con respecto a lo tratado en el punto anterior, *elección del MOSFET*, se tienen, los valores de tensiones (en valor medio, absoluto y eficaz) y de las corrientes (valor medio, absoluto y eficaz) de las simulaciones en PSIM, mostrados en la tabla [3.8]:

DIODO	
Idmax(A)	0,234
Irms(A)	0,166
Idmed(A)	0,154
Vakmax(V)	9,311
Vakmed(V)	0,929
Vakrms(V)	2,94

Tabla 3.8 Valores de tensión y de corriente en el diodo ( eficaces, medios y máximos)

Siendo en este caso los diodos de montaje superficial presentes en el abanico, son los mostrados en la tabla [3.9]:

	INTENSIDAD(A)	VOLTAGE(V)
STPS10L60CFP D. SHOTTKY	10	60
SS16 DIODO SCHOTTKY	1	60
10MQO60MPI D. SHOTTKY	1,5	60

Tabla 3.9. Características de tensión y corriente dadas por el fabricante

Como se puede apreciar todos los diodos establecidos se tratan de diodos SHOTTKY, éstos diodos son dispositivos que tienen una caída de voltaje directa (Vd) muy pequeña, del orden de 0,4 voltios. Operan a muy altas frecuencias (entorno a los GHz) y se utilizan en fuentes de potencia, circuitos de alta frecuencia y en sistemas digitales. Recibiendo el nombre de diodos de recuperación rápida.

Los resultados de la comparativa realizada, se muestran a continuación en la tabla [3.10]:

ESTUDIO DE DIODOS		
STPS10L60CFP D. SHOTTKY	VERDADERO	válido
SS16 DIODO SCHOTTKY	VERDADERO	válido
10MQO60MPI D. SHOTTKY	VERDADERO	válido

Tabla 3.10 Validación de los Diodos

Como puede visualizarse, los diodos son válidos, por lo que para validar finalmente la elección de los mismos, se recurrirá a elegir aquel que menor tensión de caída tenga en conducción y el que menor resistencia Rd tenga.



La tabla [3.11], muestra la tensión en caída directa y la resistencia:

	Vd (V)	rd ( $\Omega$ )
STPS10L60CFP D. SHOTTKY	0,52	0,024
10MQO60MPI D. SHOTTKY	0,63	0,0868
SS16 DIODO SCHOTTKY	0.75	0.0568

*Tabla 3.11 Tensión en caída directa y resistencia del diodo*

Por lo que se recurre a elegir:

STPS10L60CFP D. SHOTTKY

### 3.4 Elección de los condensadores

La variación de tensión en la salida, viene dada por la expresión:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} \quad (3.10)$$

Donde  $\Delta Q$  denota la variación en la carga del condensador, y recurriendo a la definición de la misma recogida, en la siguiente expresión:

$$\Delta Q = \int_{t1}^{t2} i_c(t) dt = I_o \cdot t_{ON} = \frac{I_o \cdot D}{f_{sw}} \quad (3.11)$$

Por lo que combinando las ecuaciones 3.4 y 3.5, resulta:

$$\Delta V_o = \frac{V_o \cdot D}{R \cdot f_{sw} \cdot C} \quad (3.12)$$

Por otro lado la tensión de rizado en valor absoluto puede establecerse como:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta V_o(\%)}{V_o} \quad (3.13)$$

Usando las ecuaciones 3.7 y 3.6 y despejando la capacidad del condensador se tiene:

$$C = \frac{V_o^2 \cdot D}{\Delta V(\%) \cdot R \cdot f_{sw}} \quad (3.14)$$

Ante esta condición, lo siguiente era escoger, qué valor porcentual de rizado era admisible, para la construcción, se eligió un porcentaje comprendido entre el 1 y 2%, que fue el 1%.

Sustituyendo los valores, se obtiene:

$$C = \frac{\left(4 \frac{V}{V}\right)^2 \cdot 0,444}{0,014 \Omega \cdot 300 \cdot 10^3 \text{ Hz}} = 592 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

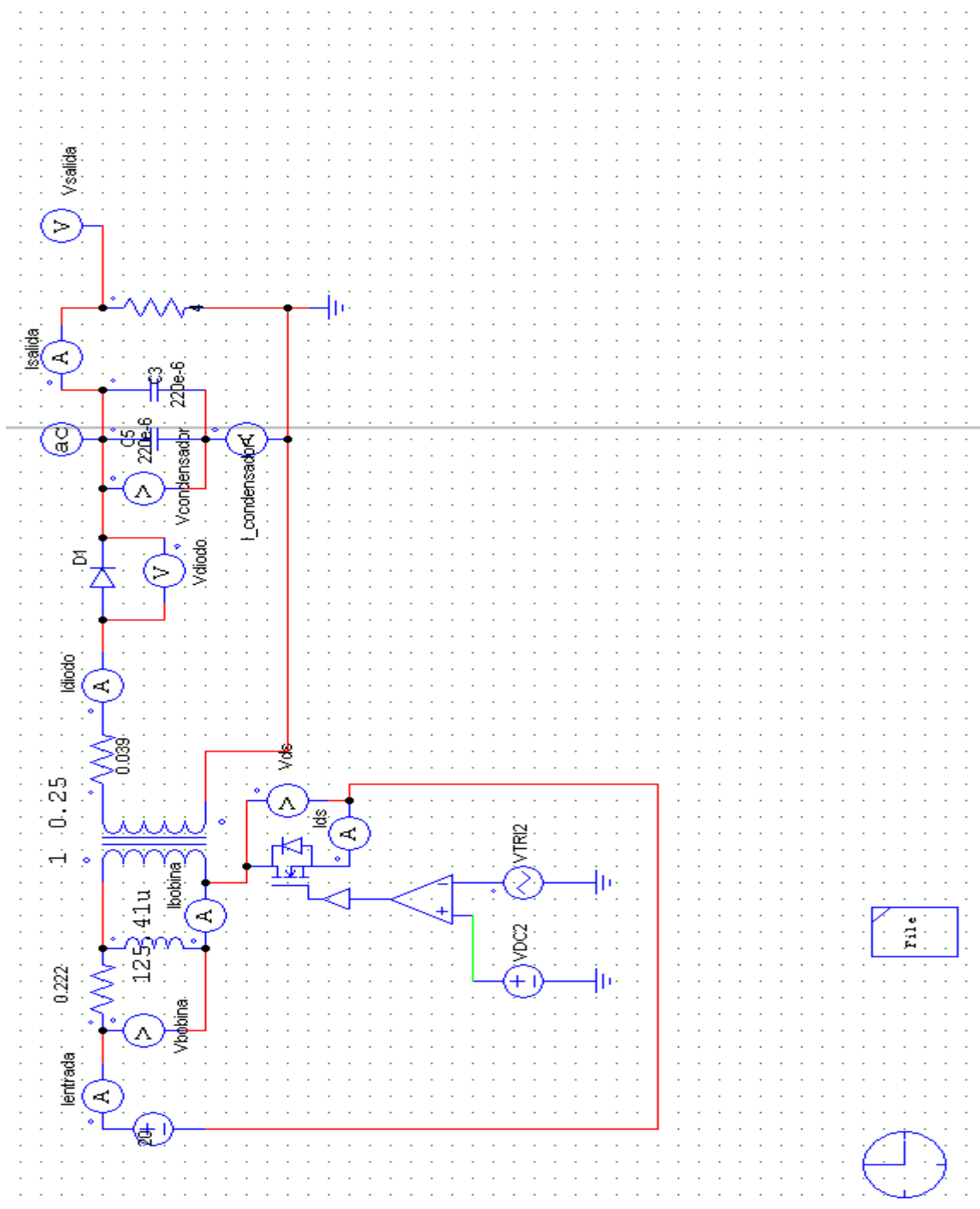
Se optó por escoger finalmente dos condensadores de 220  $\mu\text{F}$  dispuestos en paralelo, con el objetivo de reducir la ESR del conjunto.

Lo que supone un rizado:

$$\Delta V(\%) = \frac{V_o^2 \cdot D}{C \cdot R \cdot f_{sw}} = \frac{(4V)^2 \cdot 0,444}{440 \cdot 10^{-6} \text{ F} \cdot 4 \Omega \cdot 300 \cdot 10^3 \text{ Hz}} = 1,345\%$$

### 3.5 Formas de onda en PSIM

El esquema del Flyback conjuntamente con el control en lazo cerrado es el que se muestra en la siguiente figura [3.18]:



*Figura 3.18 Esquema del sistema formado por el regulador y el propio Flyback*

En la siguiente tabla se visualizan los valores máximos y mínimos obtenidos en los diferentes elementos del Flyback, tabla [3.12]:

Elemento	Valor Máximo	Valor mínimo
Tensión condensador entrada (V)	1,2905	-1
Corriente condensador entrada (A)	9,69E-04	-5,73E-04
Tensión bobina (V)	19,999999	16,359
Corriente bobina (A)	0,5721	0,33797
Tensión entrada (V)	20,000004	19,999996
Corriente entrada (A)	0,5628	3,61E-07
Tensión diodo (V)	8,9827	-2,29E-05
Corriente diodo (A)	2,2885	9,00E-07
Tensión condensador salida (V)	4,0015	3,99815
Corriente condensador salida (A)	1,289	-1,00E+00
Tensión salida (V)	4,0015	3,99815
Corriente salida (A)	1,000368	1,00E+00
Vds (V)	36,3456	3,82E-06
Ids (V)	0,72351	3,62E-06

*Tabla 3.12 Valores máximos y mínimos en los diferentes elementos del Flyback*

A continuación se muestran las formas de onda del convertidor, de todos los elementos presentes en el mismo, así como los valores representativos (valores eficaces, y valores medios), además de comparar los valores obtenidos en la tabla [3.12] mediante la simulación en PSIM con los que se obtienen de un análisis teórico

## 3.5.1 Formas de onda en la bobina

- Tensión en la bobina

La figura [3.19], muestra la tensión de la bobina en el dominio temporal.

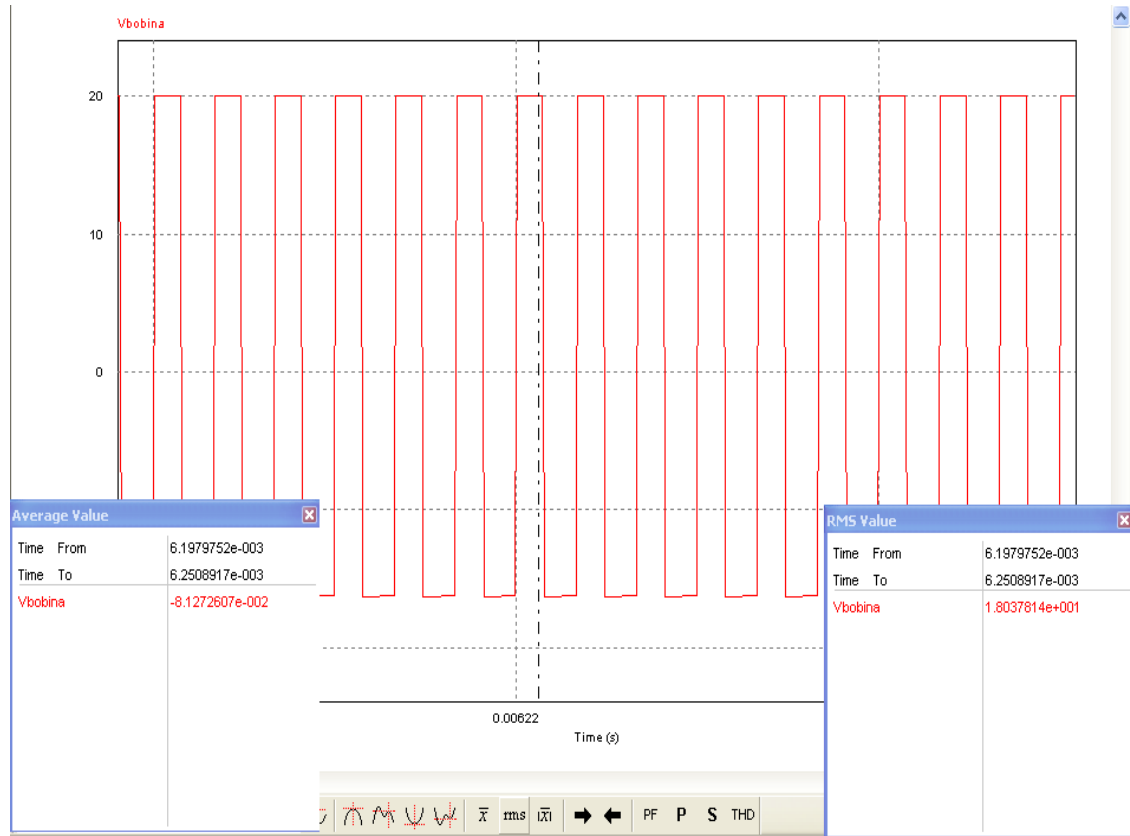


Figura 3.19 Forma de onda de la tensión en la bobina

Cabe destacar que el valor medio de la tensión de la bobina, en una situación ideal, siempre es 0, como se puede visualizar en esta parte el valor medio es prácticamente cero, y esto es así, puesto que no se encuentra ante un sistema completamente ideal, pues hay resistencias parásitas e inductancias de dispersión.

Se puede apreciar que durante el  $t_{ON}$ , la bobina se ve sometida prácticamente a la totalidad de la tensión de entrada, suponiendo despreciable la tensión  $V_{DS}$  del MOSFET.

Durante el  $T_{OFF}$ , tiene validez la ecuación 2.6, obteniéndose un valor numérico de:

$$V_{L\mu} = -4V \cdot \frac{1}{0,25} \frac{\text{Vueltas}}{\text{Vueltas}} = 16 \text{ Voltios}$$

Un valor extremadamente próximo a los 16,39 Voltios obtenidos en la simulación de PSIM, véase tabla [3.12]

- Corriente en la bobina

La figura [3.20], muestra la situación temporal de la corriente circulando por la bobina



Figura 3.20 Forma de onda de la corriente en la bobina

Conviene destacar, que la corriente circulante, nunca adquiere el valor 0, por lo que siempre, el sistema completo estará trabajando en modo de conducción continuo.

Por otro lado, ya que sobre la inductancia magnetizante,  $L_m$ , se aplica una tensión constante, tanto durante el  $t_{ON}$  como durante el  $t_{OFF}$ , la corriente a través de ella, crecerá linealmente, si la tensión aplicada es positiva y decrecerá si es negativa.

Recurriendo a la ecuación 2.1, se tiene que el rizado de la corriente por la bobina es:

$$\Delta I_\mu = i_\mu(t = t_{on}) \left| t_{on} = \frac{D}{f_{sw}} \right. = \frac{V_d}{L_\mu} \cdot \frac{D}{f_{sw}} = \frac{20}{126,18 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{0,444}{300 \cdot 10^3} = 0,2345 A$$

El ciclo de trabajo ha sido calculado basándose en la ecuación 3.1.

La corriente media circulante por la bobina vista desde el primario, usando la ecuación 2.8, y particularizando la característica instantánea por característica media, se tiene:

$$I_{\mu\_media} = \frac{N_2}{N_1} I_{diodo\_media} \quad (3.15)$$

Donde en función de igualar las potencias de entrada y salida, se tiene

$$Vd \cdot I_{\mu\_media} = V_o \cdot I_o \Leftrightarrow I_{\mu\_media} = \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{1-D} \cdot I_o \quad (3.16)$$

Donde al aplicar la ley de Kirchhoff, la corriente de entrada es igual a la suma de la corriente circulante por la bobina más la circulante por el diodo, si se toman valores medios, y atendiendo a la hipótesis de que el valor medio de la corriente en un condensador es cero, para evitar acumulación de energía, se tiene que el valor medio de la corriente de entrada es igual al valor medio de la corriente circulante por la bobina.

Por ello en base a la combinación de las ecuaciones 3.9 y 3.10, se obtiene:

$$I_{\mu\_media} = \frac{N_2}{N_1} \frac{I_o}{1-D} = \frac{N_2}{N_1} \frac{V_o / R}{1-D} \quad (3.17)$$

Obteniendo al sustituir los parámetros:

$$I_{\mu\_media} = \frac{0.25}{1} \frac{4/4}{1-0.444} = 0,4496A$$

Quedando los valores máximos y mínimo de la corriente por la bobina

$$I_1 = I_{\mu\_media} - \frac{\Delta I_{\mu}}{2} = 0,3323A$$

$$I_2 = I_{\mu\_media} + \frac{\Delta I_{\mu}}{2} = 0,5668A$$

Valores muy próximos a los visualizados en la tabla [3.12]

3.5.2 Formas de onda de la entrada

- Tensión de entrada

A continuación, en la figura [3.21], se muestra la forma de onda de la tensión de entrada en el Flyback

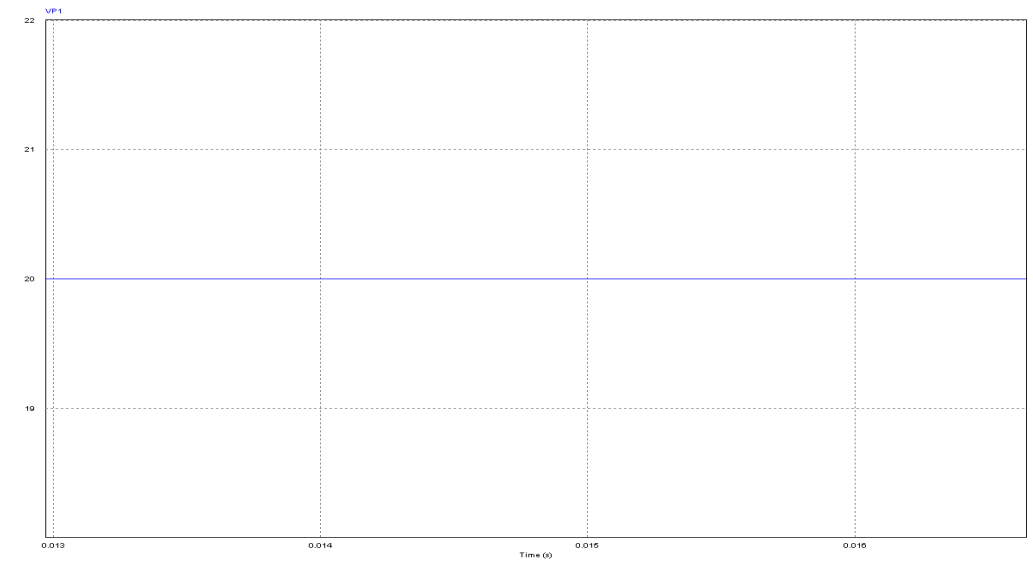


Figura 3.21 Forma de onda de la corriente de entrada

- Corriente de entrada

A continuación, figura [3.22], muestra la corriente de entrada en el Flyback

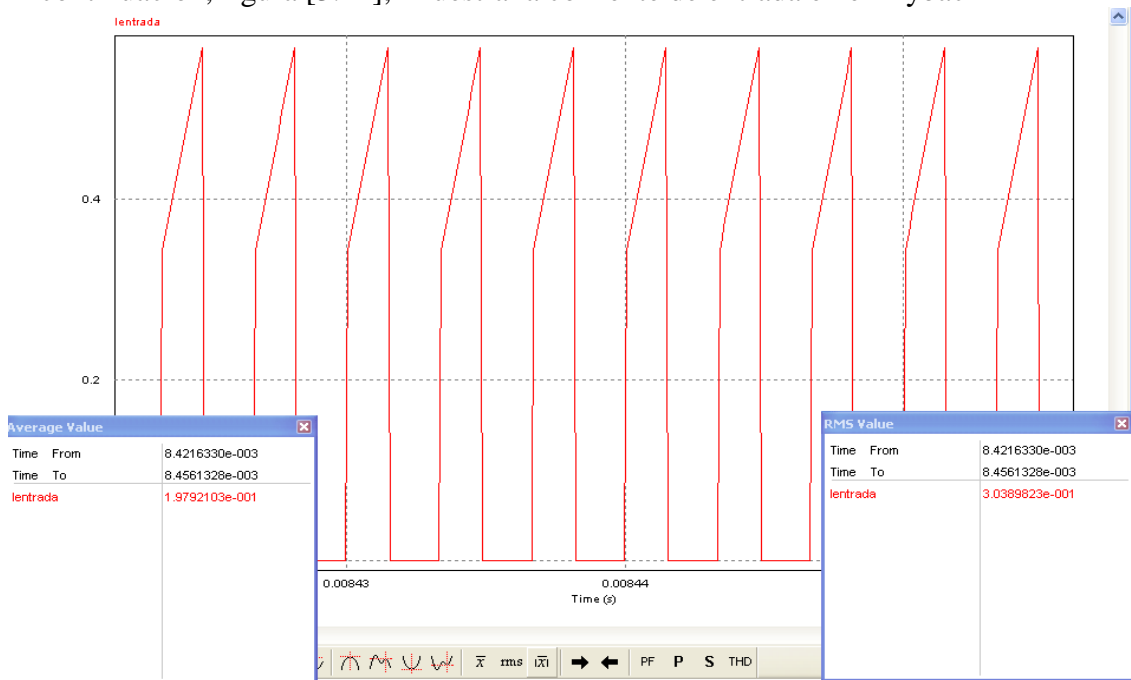


Figura 3.22 Forma de onda de la corriente de entrada



Como se ha comentado en el apartado anterior, 3.5.1, el valor medio de la corriente de entrada coincide con el valor medio de la corriente circulante por la bobina magnetizante.

Por tanto el valor máximo de ésta será idéntico al valor máximo de la corriente por la bobina, valor muy cercano al obtenido el PSIM, tabla [3.12]. El valor mínimo teórico será 0, por estar durante el  $t_{OFF}$ , el interruptor en abierto, y por tanto la fuente desconectada.

### 3.5.3 Formas de onda en el diodo

- Tensión en el diodo

La figura [3.23], representa la forma de onda de la tensión de bloqueo entre el ánodo y el cátodo de diodo:

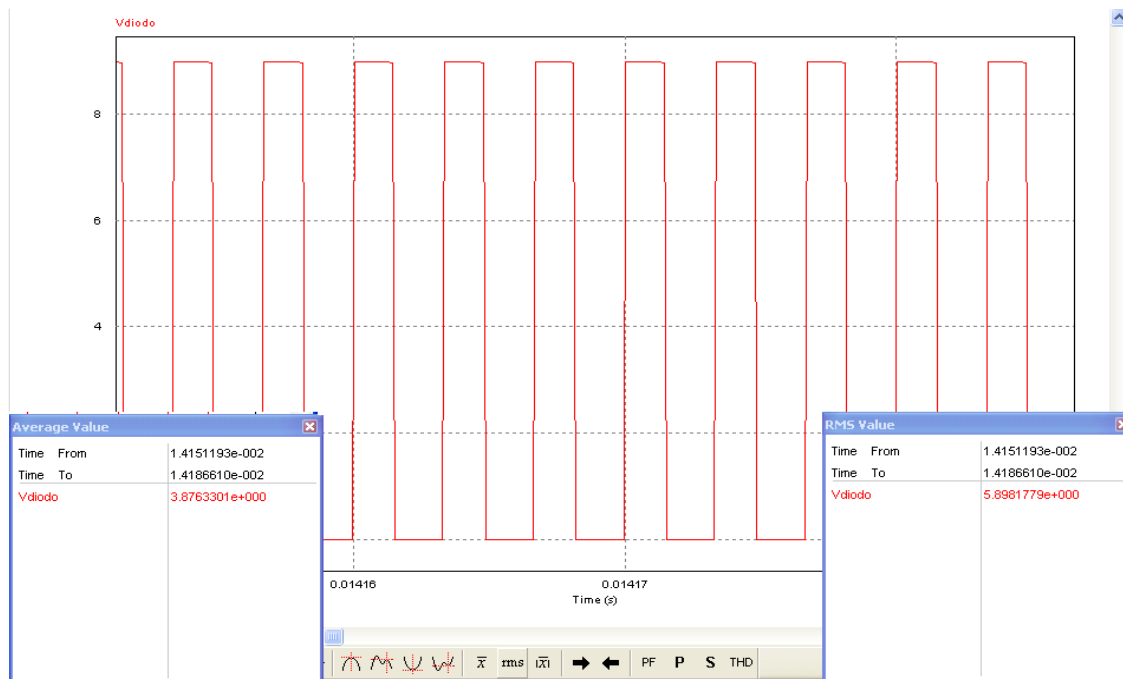


Figura 3.23 Forma de onda de la tensión en el diodo

En el apartado 2.3, se comentó que durante el  $t_{ON}$ , el diodo sufre un bloqueo, dado que éste se ve polarizado en inversa, por tanto la tensión entre sus terminales será la suma de la tensión de salida más la tensión de entrada reflejada en el secundario, mostrándose en la ecuación:

$$V_{diodo} = \frac{N_2}{N_1} V_d + V_o \quad (3.18)$$

Obteniéndose un resultado al sustituir los datos:

$$V_{diodo} = \frac{0,25 \text{ Vueltas}}{1 \text{ Vueltas}} 20V + 4V = 9V$$

Obteniéndose un valor muy cercano, al representado en la tabla [3.12]

- Corriente en el diodo

La figura [3.24], muestra la corriente circulante por el diodo:

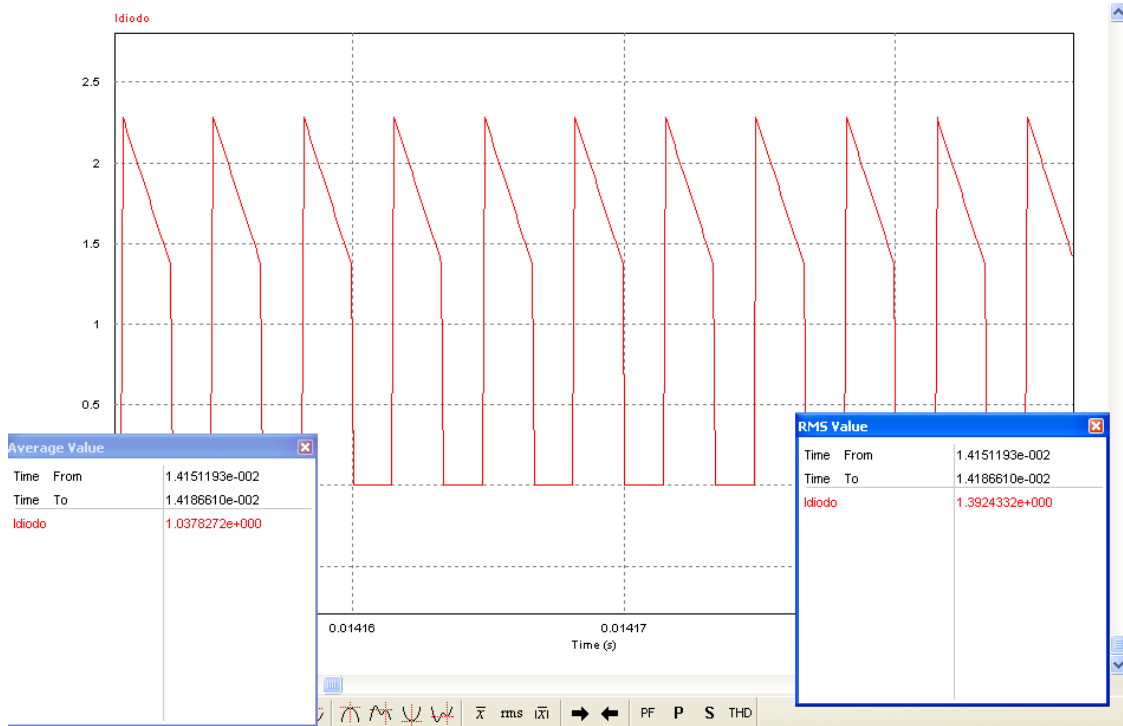


Figura 3.24 Forma de onda de la corriente en el diodo

La corriente media en el diodo ha sido deducida a partir de la ecuación 2.8 y establecida en la ecuación 3.15, por lo que usando dicha ecuación, despejando la corriente media por el diodo, y usando el resultado concluido en el punto 3.5.1 sobre la corriente media circulante por la bobina, se tiene:

$$I_{diodo\_media} = \frac{1}{0.25} \frac{Vueltas}{Vueltas} \cdot 0,4496A = 1,798A$$

Y su valor máximo será:

$$I_{diodo\_máxima} = \frac{N_2}{N_1} I_2 \quad (3.19)$$

Y su valor mínimo será aquel que se produce al final del  $t_{OFF}$ :

$$I_{diodo\_mínimo} = \frac{N_2}{N_1} I_1 \quad (3.20)$$

Obteniendo los valores:

$$I_{\text{diodo\_mínima}} = \frac{1}{0,25} \frac{\text{Vueltas}}{\text{Vueltas}} 0,3323A = 1,3292A \text{ y}$$

$$I_{\text{diodo\_máxima}} = \frac{1}{0,25} \frac{\text{Vueltas}}{\text{Vueltas}} 0,5668A = 2,2672A$$

Valores muy próximo a los obtenidos en las simulaciones de PSIM, tabla [3.12]

Siendo el mínimo 0A, ya comentado en el apartado 2.3

### 3.5.4 Formas de onda en la carga (salida)

- Tensión en la carga

La presenta figura, figura [3.25], muestra la situación temporal de la tensión:

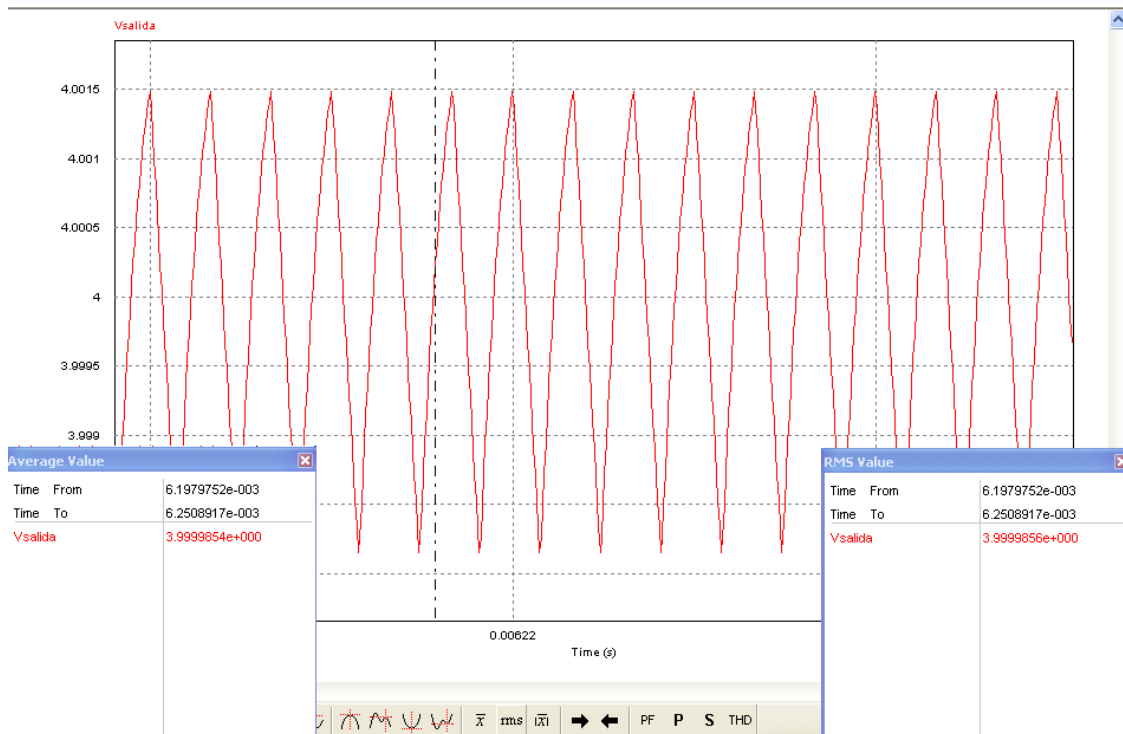


Figura 3.25 Forma de onda de la tensión en la carga

La corriente media de la corriente de salida, ante un funcionamiento en MCC, fue fijado en 4V.

El rizado, en valor absoluto, fue calculado en el punto [3.4], por lo que, para conocer los valores extremos de la tensión de salida, es decir, su máximo y mínimo, se recurrirá a las siguientes expresiones:

$$V_{\text{salida\_máxima}} = V_{\text{salida\_media}} + \frac{\Delta V_{\text{rizado}}}{2} \quad (3.21)$$

$$V_{salida\_mínima} = V_{salida\_media} - \frac{\Delta V_{rizado}}{2} \quad (3.22)$$

Obteniendo los resultados:

$$V_{salida\_máxima} = 4V + \frac{0,013(p.u.) \cdot 4V}{2} = 4,026V \text{ y}$$

$$V_{salida\_mínimo} = 4V - \frac{0,013(p.u.) \cdot 4V}{2} = 3,974V$$

Donde p.u. denota, por unidad

Que difieren de los resultados obtenidos en la tabla [3.12], por la acción del control impuesto sobre él.

- Corriente en la carga

La figura [3.26], representa la corriente de carga:

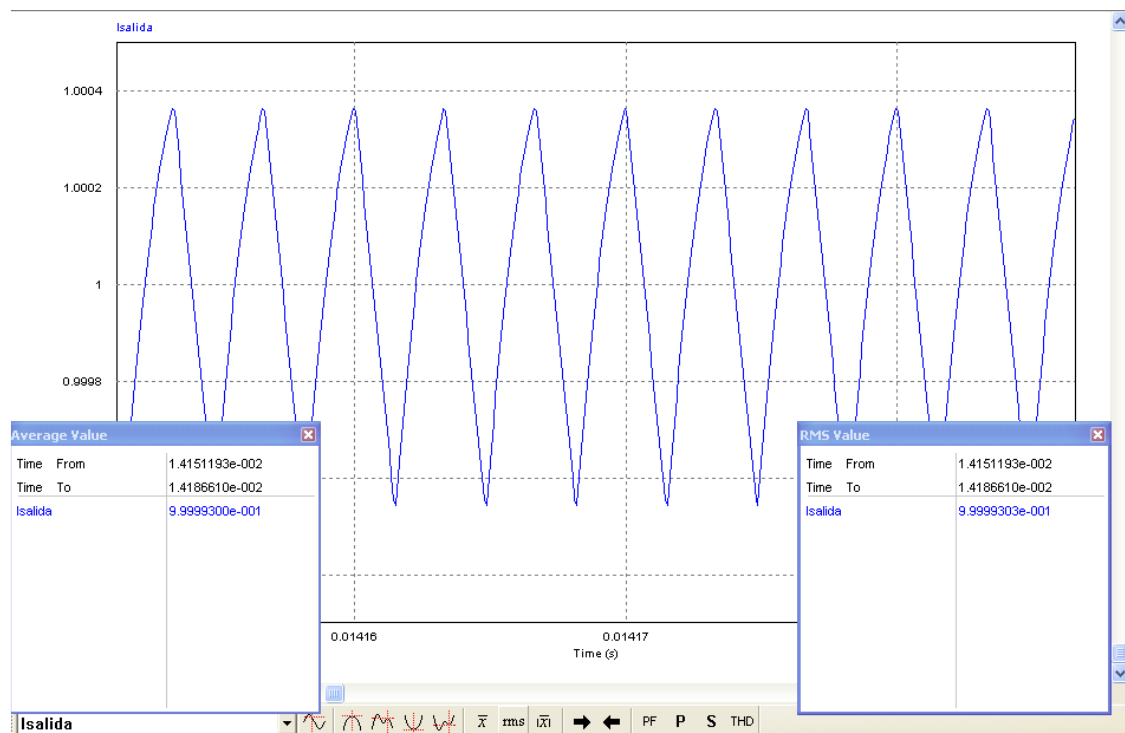


Figura 3.26 Forma de onda de la corriente en la carga

Dado que la carga únicamente está compuesta por una resistencia, la forma de onda la dicha corriente será proporcional en todo momento a la tensión en la carga, según la ley de Ohm.

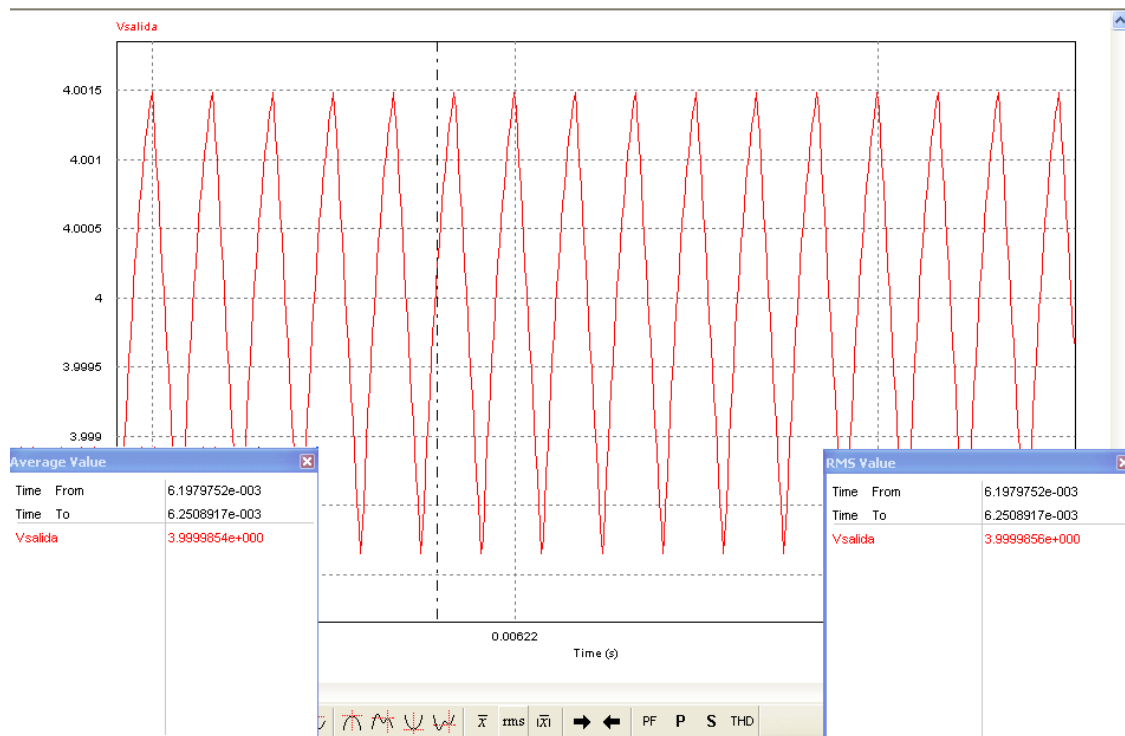
Por ello, los valores máximos y mínimos de la corriente serán los obtenidos en la tensión, simplemente fraccionados por el valor absoluto de la carga, de 4 ohmios

$$I_{salida\_m\acute{a}xima} = \frac{4,026V}{4\Omega} = 1,0065A \text{ y } I_{salida\_m\acute{in}imo} = \frac{3,974V}{4\Omega} = 0,9935A$$

### 3.5.5 Formas de onda en el grupo de condensadores de salida.

- Tensión en los condensador de salida

La figura [3.27], representa la tensión en bornas del grupo de condensadores de salida:



*Figura 3.27 Forma de onda de la tensión en el grupo de condensadores de salida*

Por encontrarse el grupo de condensadores en paralelo con la carga, comparten la misma tensión de salida.

Por lo que las conclusiones serán las mismas que en el apartado 3.5.4

- Corriente en los condensadores de salida

La presenta figura, figura [3.28], muestra la situación temporal de la tensión:

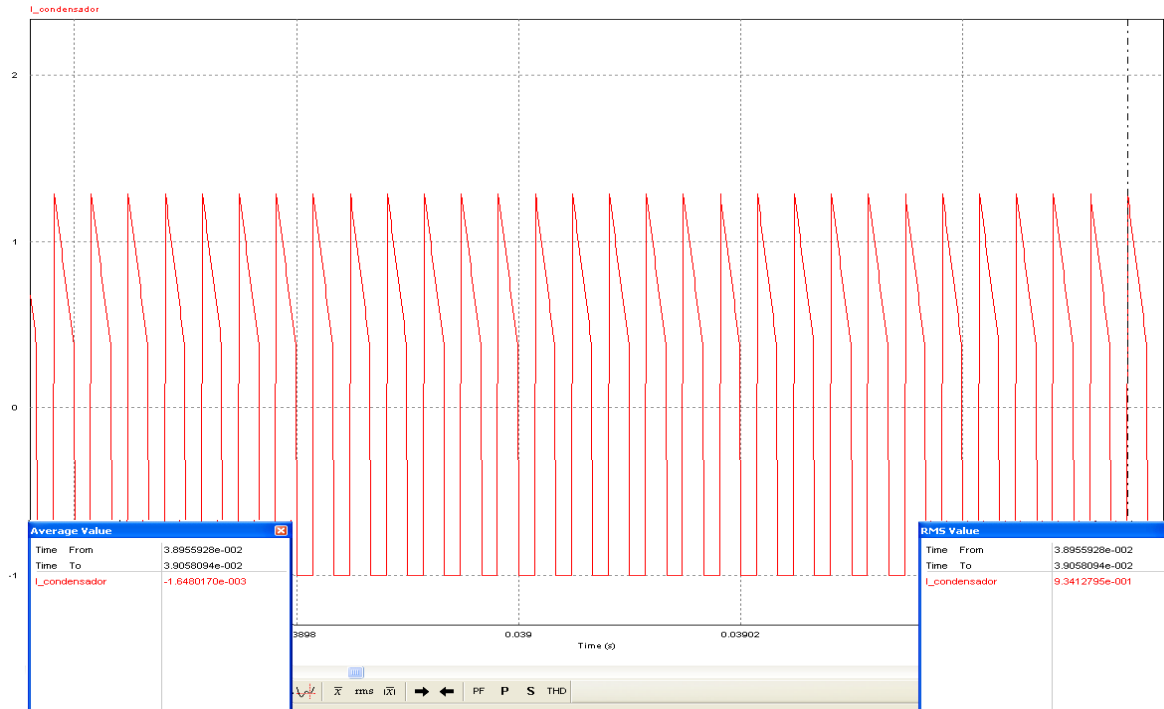


Figura 3.28 Forma de onda de la corriente en los condensadores de salida

La corriente por el condensador se obtiene como suma de la corriente procedente del diodo menos la corriente de la carga, según se vio en la expresión 2.4

Por otro lado cabe destacar, que la corriente media del condensador en un caso teórico, siempre es nula, para evitar la saturación de energía, de tal forma que la energía adquirida durante el  $t_{OFF}$ , será la misma energía liberada durante el  $t_{ON}$

Por tanto atendiendo a la ecuación 2.4, y siendo sustituida la corriente del diodo, por las ecuaciones 3.19 y 3.20, se obtienen:

Valor máximo de la corriente en el grupo de condensadores:

$$I_{condensador\_salida\_máxima} = \frac{N_1}{N_2} I_2 - I_o \quad (3.23)$$

Valor mínimo de la corriente en el grupo de condensadores:

$$I_{condensador\_salida\_mínima} = \frac{N_1}{N_2} I_1 - I_o \quad (3.24)$$

Obteniendo como resultados:

$$I_{\text{condensador\_salida\_máxima}} = 1,2672A \quad \text{y} \quad I_{\text{condensador\_salida\_mínima}} = 0,3292A$$

### 3.5.6 Formas de onda en el MOSFET

- Tensión en el MOSFET

La presenta figura, figura [3.29], muestra la situación temporal de la tensión entre el drenador y la fuente del MOSFET:

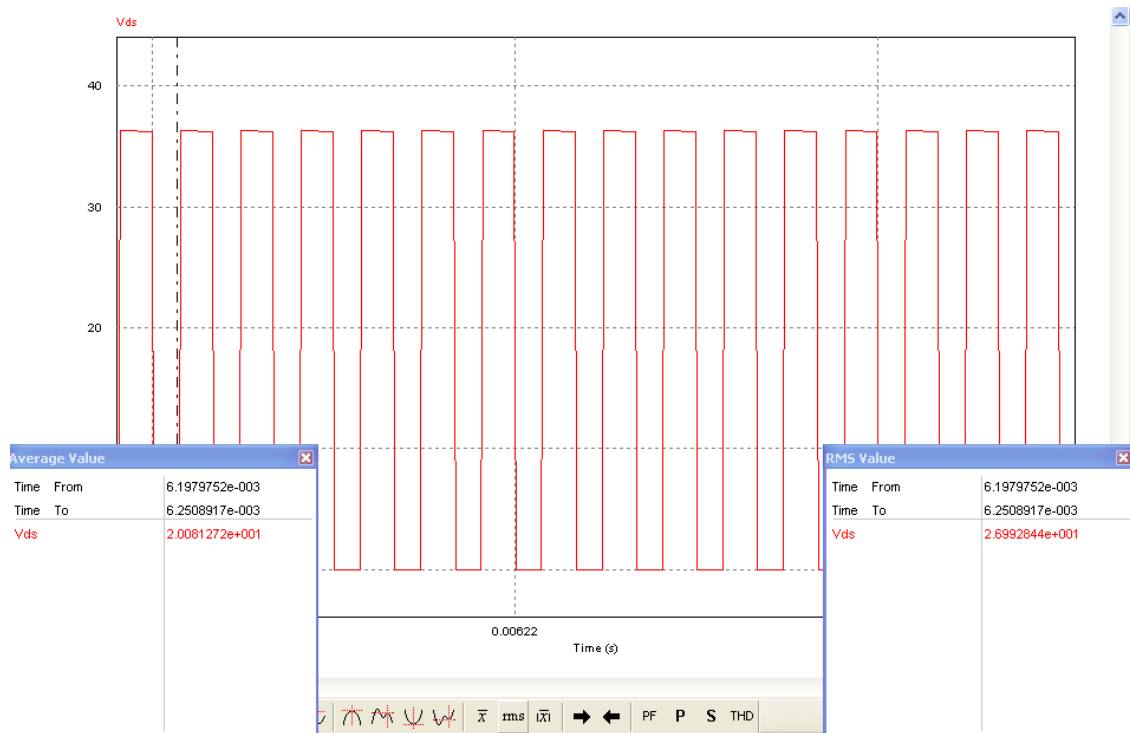


Figura 3.29 Forma de onda de la tensión entre drenador y fuente del MOSFET

Como ya se explicó en el apartado 2.2, y apelando a la ecuación 2.10, la tensión entre el drenador y la fuente es:

$$V_{ds} = V_d + \frac{N_1}{N_2} V_0$$

Sustituyendo los valores:

$$V_{ds} = 20V + \frac{1\text{Vuelta}}{0,25\text{Vueltas}} 4V = 36V$$

Perteneciendo al  $t_{\text{OFF}}$ , en cambio, durante el disparo del mismo es prácticamente 0V.

El valor obtenido se es muy parecido, al obtenido por la simulación de PSIM, tabla [3.12]

- Corriente en el MOSFET

La figura [3.30], representa la corriente de drenador, que es la misma que la corriente de fuente.

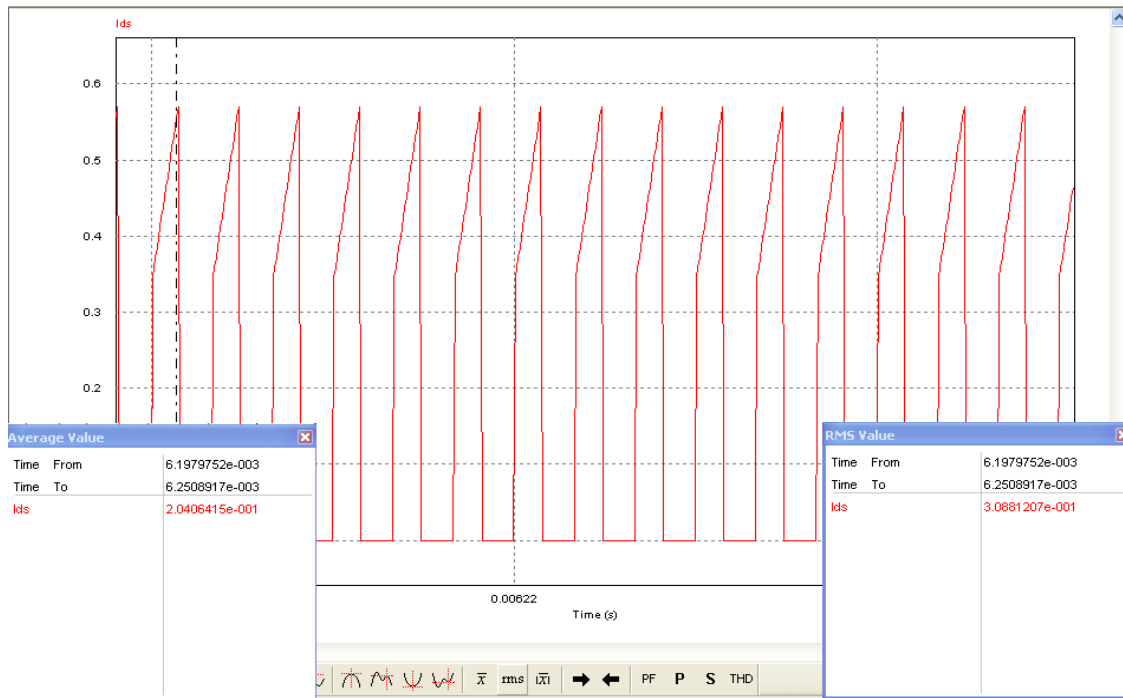


Figura 3.30 Forma de onda de la corriente de drenador del MOSFET

Los datos obtenidos de forma teórica serían los mismos, que los dados de la corriente de entrada, en el apartado 3.5.2





## 4. Análisis del mapa de soluciones para el convertidor Flyback

Una vez diseñado y construido tanto el circuito, el siguiente paso es el estudio de las funciones de transferencia dadas por SMARTCTRL y PSIM, en mapa de soluciones.

### 4.1 Puntos del mapa de soluciones

En el mapa de soluciones dado por la figura [4.1], para el diseño especificado en el capítulo 3, y uso del regulador tipo 3; se pueden distinguir dos zonas, la zona 1 en la que adquiere un efecto de regulador integral, y una zona 2, en la que se adquiere un efecto proporcional-derivativo-integral. Indicar, además, que el regulador usado es un regulador tipo 3.

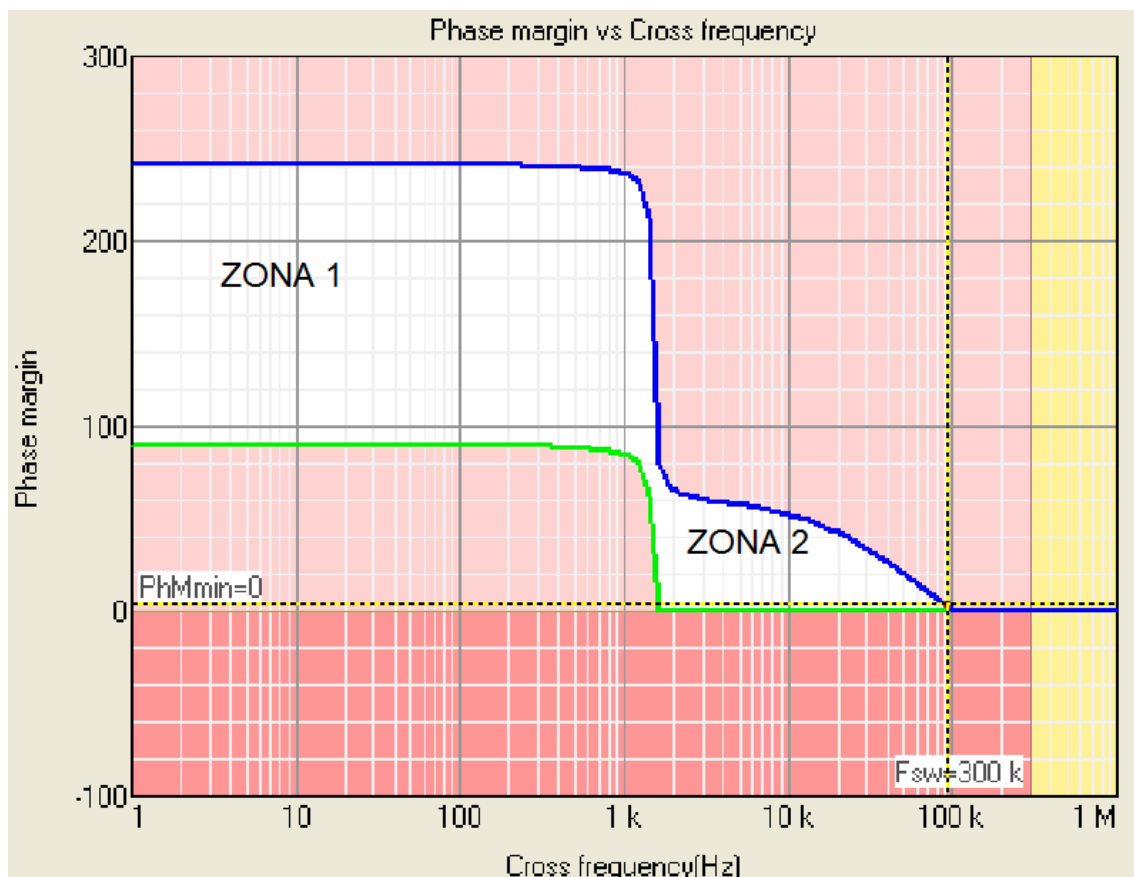


Figura 4.1 Mapa de soluciones

Dichas zonas quedan delimitadas por la extricción ó cuello, que se contempla en el dibujo. La zona 1 quedaría a la izquierda del cuello, y la zona 2 quedaría a la derecha del cuello.

Recuérdese además, que el mapa de soluciones, presenta unas limitaciones ó fronteras, delimitando una zona de posibles soluciones (región blanca) y zonas prohibidas (resto de regiones) que son:

- Frontera azul, es la frontera superior y está dada por la máxima fase alcanzable para cada tipo de regulador y un valor  $k=8$ , en los extremos de curva.
- Frontera verde, es la frontera inferior, el integrador es un caso particular de los reguladores, puesto que proporciona el límite inferior de margen de fase, añadiendo  $90^\circ$  a la fase de la función de transferencia del lazo abierto, sin regulador y un valor de  $k=1$ .
- En términos de frecuencia, el mapa de soluciones, está limitado por la frecuencia de conmutación,  $f_{sw}$

Donde  $k$ , relaciona la posición de los polos y los ceros, y su expresión depende del tipo de regulador

El objetivo, se centra, en explorar la región de soluciones no viables, en el mapa de soluciones actual de Smart Ctrl y la elaboración de un prototipo, en este caso un Flyback.

Por lo que el procedimiento a seguir es:

1. Diseño de reguladores usando la herramienta SMART CTRL
2. Verificación de las prestaciones empleando el simulador PSIM.

Para la verificación de las prestaciones:

- 2.1 Comparación de las funciones de transferencia
- 2.2 Simulaciones en el dominio del tiempo

Para obtener la función de transferencia de una solución del mapa, mediante AC SWEEP, se introdujo una perturbación tal que, no ocasionara un modo de conducción discontinuo sobre el sistema, por ello antes de realizar cualquier acción en el dominio frecuencial, se observó la corriente por la bobina en el dominio temporal, para que en ningún caso ésta se anulase.

El circuito usado, se muestra en el figura [4.2]:

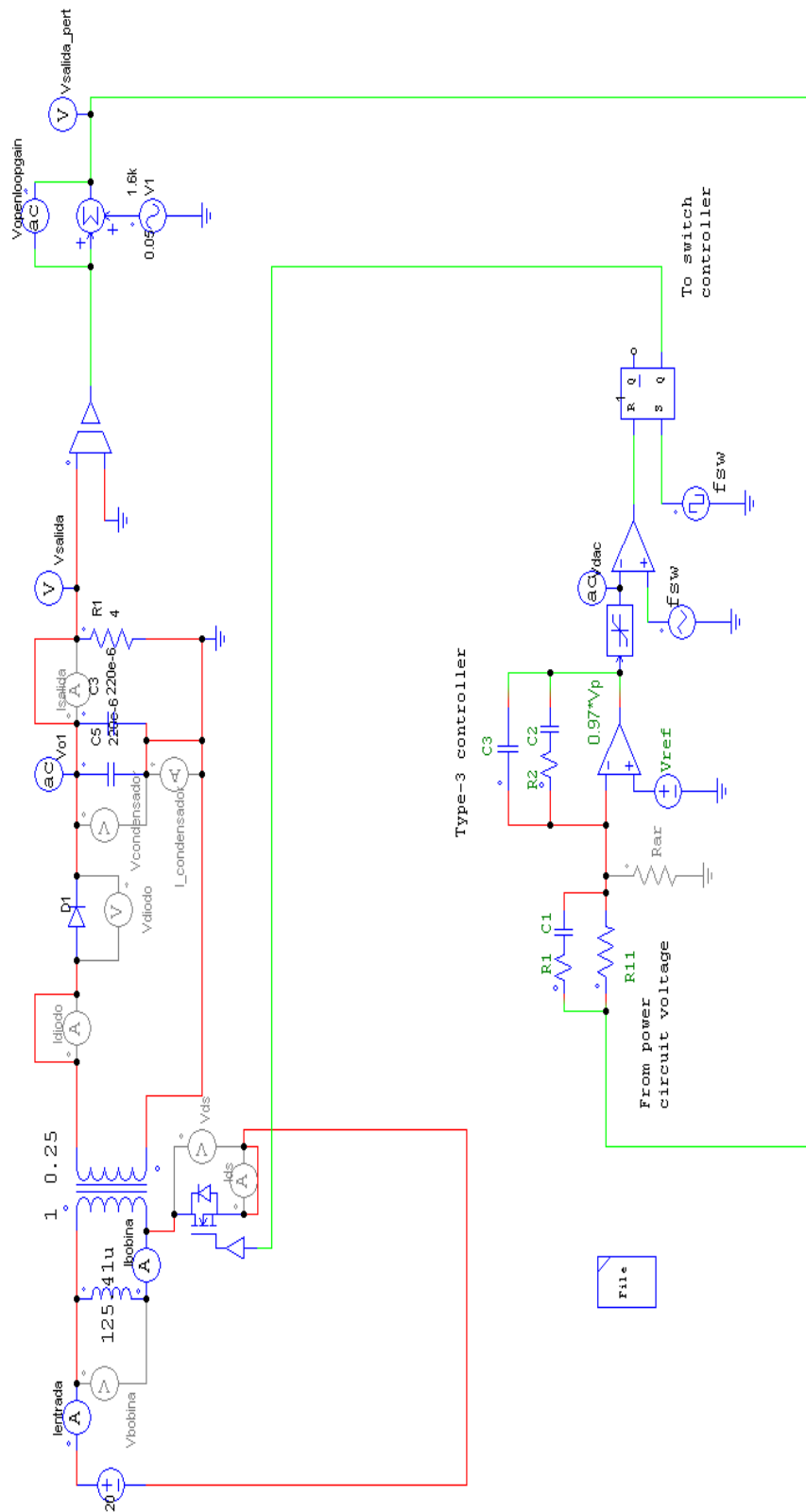


Figura 4.2 Circuito con perturbación

## 4.2 Zona 2. Análisis para frecuencias de corte mayores que la frecuencia de resonancia.

Para analizar la zona 2, se eligieron una serie de puntos, a frecuencias ascendentes. Los puntos elegidos, se muestran en la tabla [4.1]:

Número de punto	FRECUENCIA (kHz)	MARGEN DE FASE(°)
1	1,6	76
2	1,62	25,8
3	2,05	61,29
4	2,05	42,57
5	2,05	20
6	2,05	3,22
7	2,45	42,57
8	3,41	30,69
9	5,24	8
10	9,43	48,38
11	8,8995	34,65
12	10	30,69
13	16,89	30,69
14	15,85	5,33
15	22,38	28
16	23,17	13,33

*Tabla 4.1 Puntos de estudio de la zona 2 del mapa de soluciones*

Para una mejor visualización de los mismos, se incluirán dichos puntos en el mapa de soluciones, mostrado en la figura [4.3]

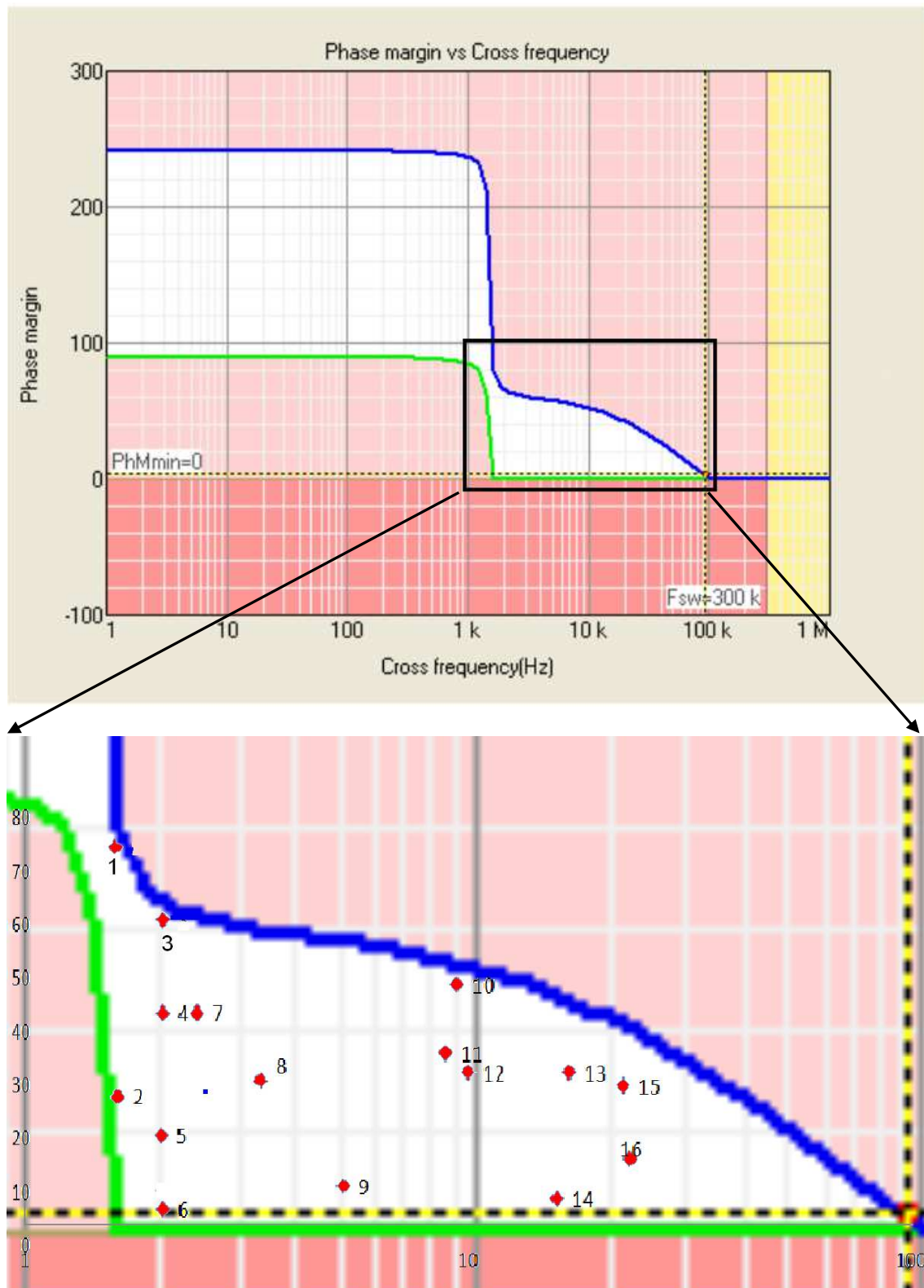


Figura 4.3 Visualización de los puntos de estudio en el mapa de soluciones

Realizándose un zoom para su mejor visualización.

A continuación se mostrarán los diagramas de Bode de cada uno de los puntos:

- PUNTO 1 ( Frecuencia 1,6 kHz y Margen de fase  $76^\circ$  )  
La perturbación fue realizada a 0,001V y 4kHz

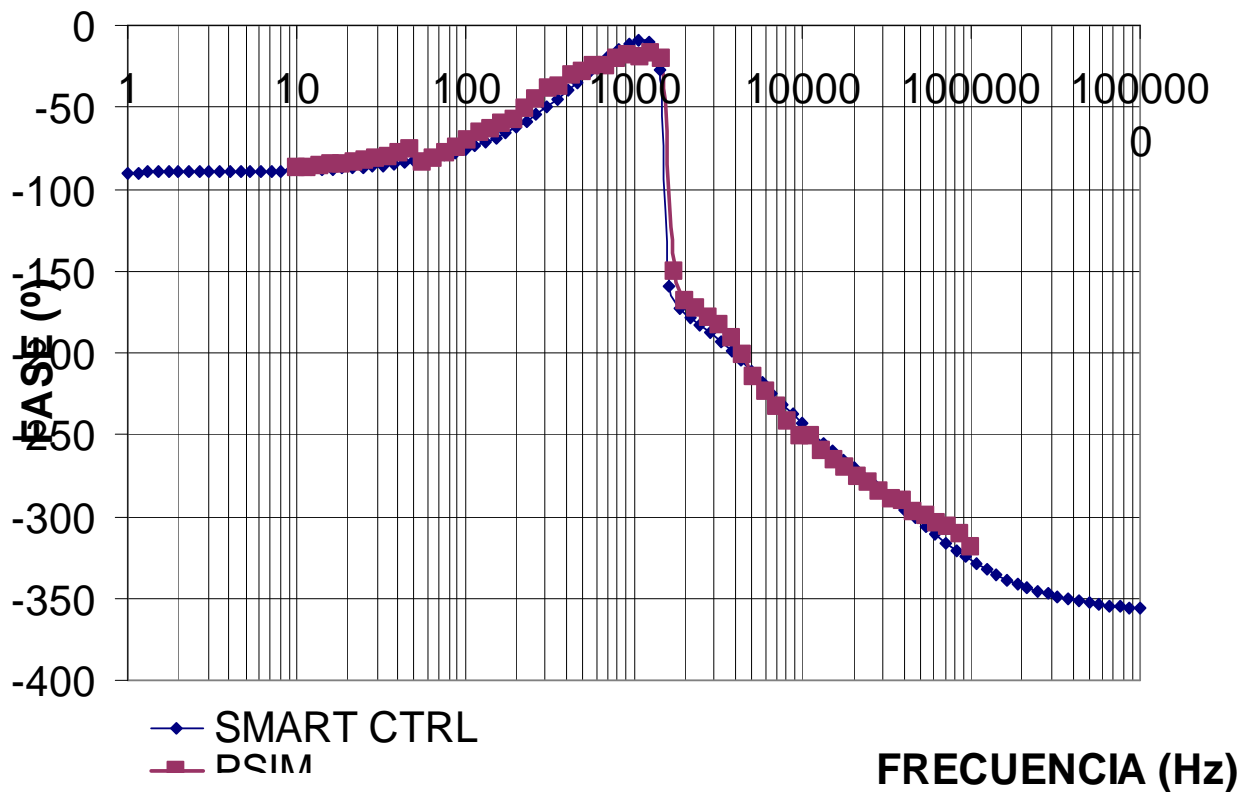
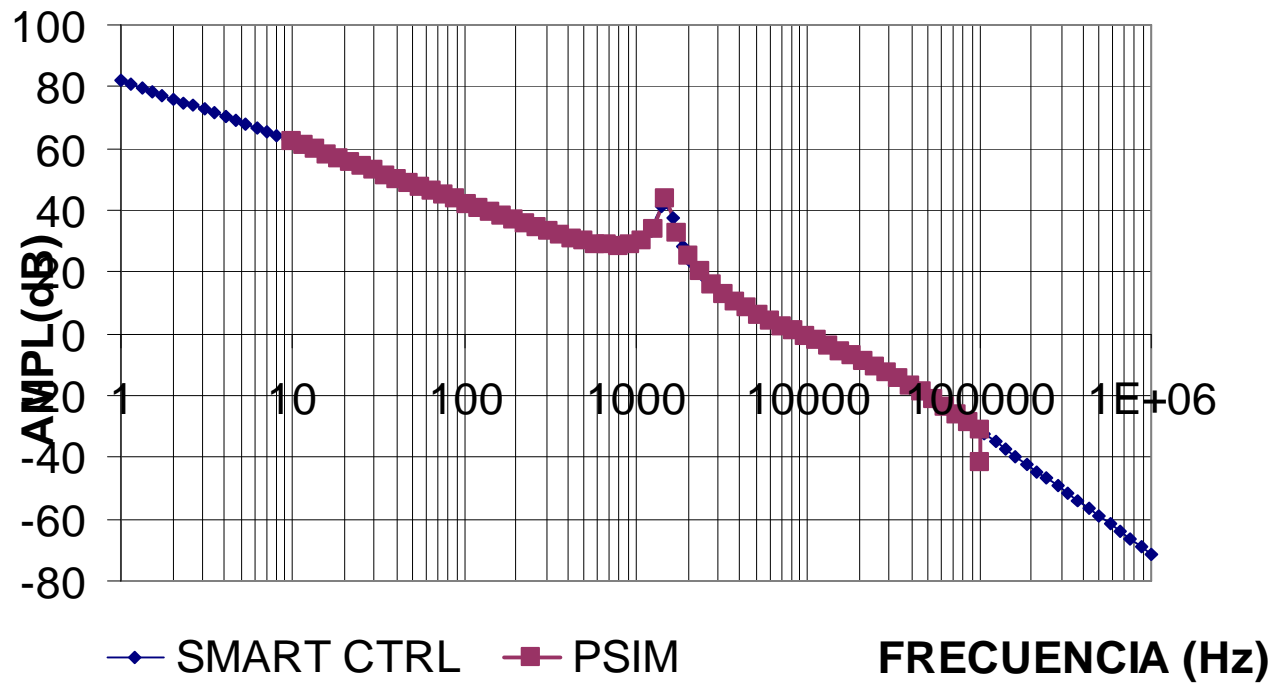


Figura 4.4 Diagrama de Bode del punto 1

- PUNTO 2 ( Frecuencia 1,62 kHz y Margen de fase 25,8°)  
La perturbación fue realizada a 0,01V y 1,6kHz

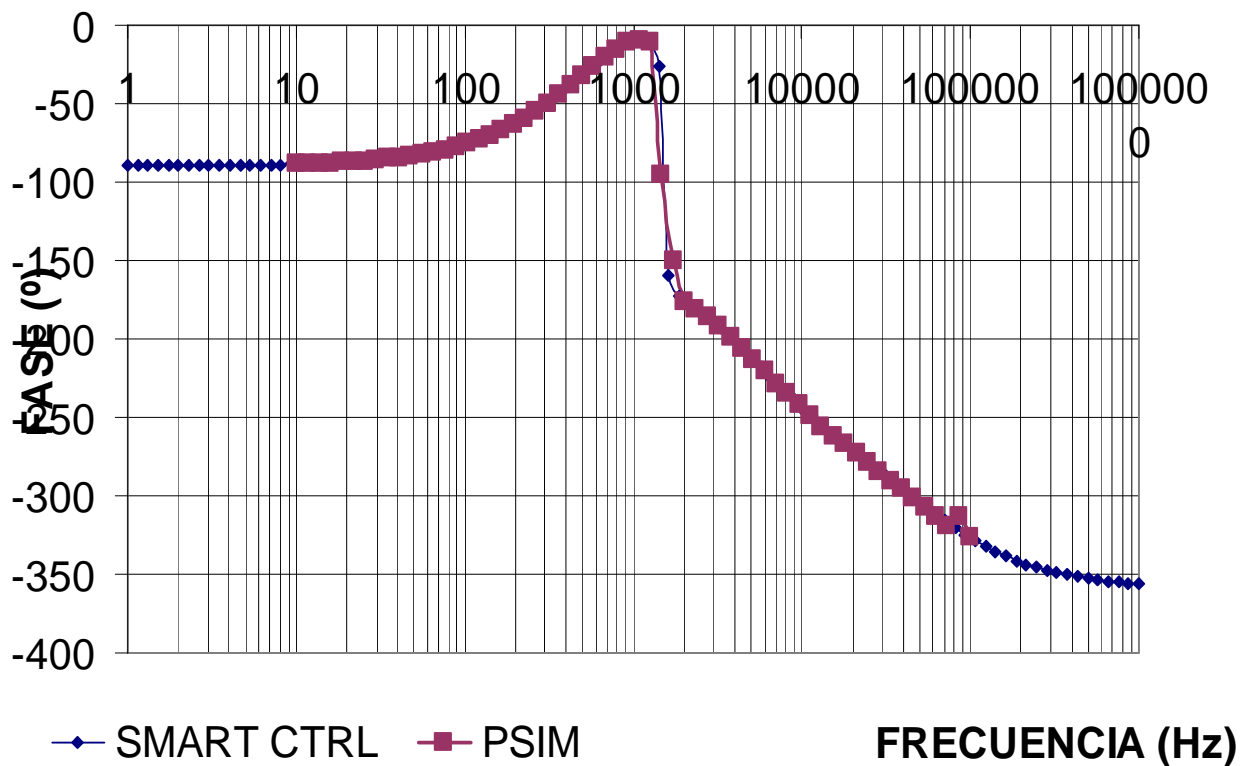
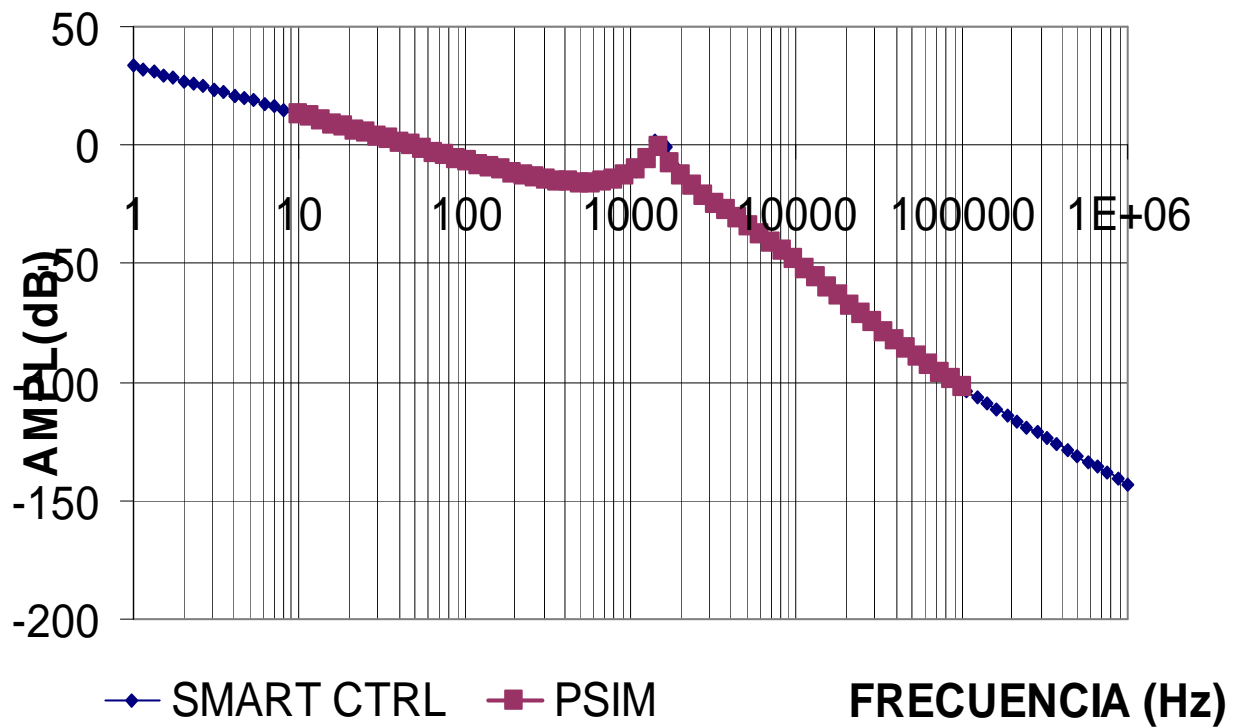


Figura 4.5 Diagrama de Bode del punto 2



- PUNTO 3 ( Frecuencia 2,05 kHz y Margen de fase 61,29°)  
La perturbación fue realizada a 0,01V y 1,6kHz

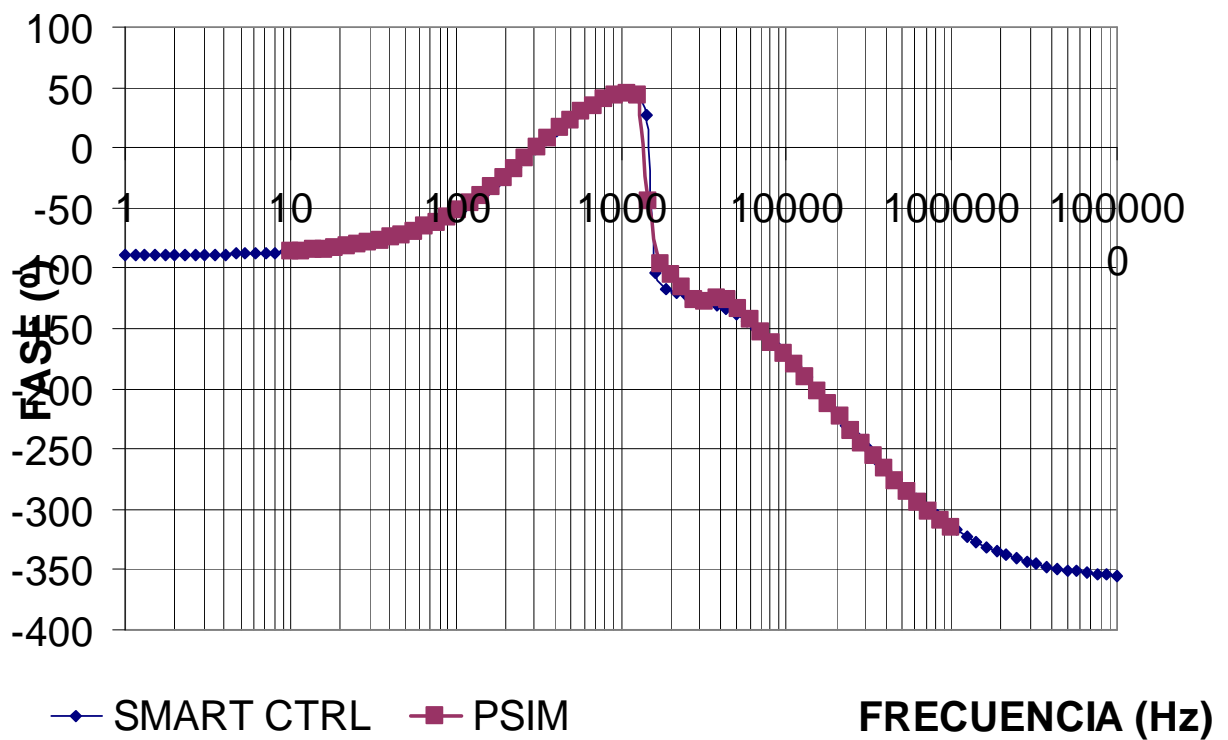
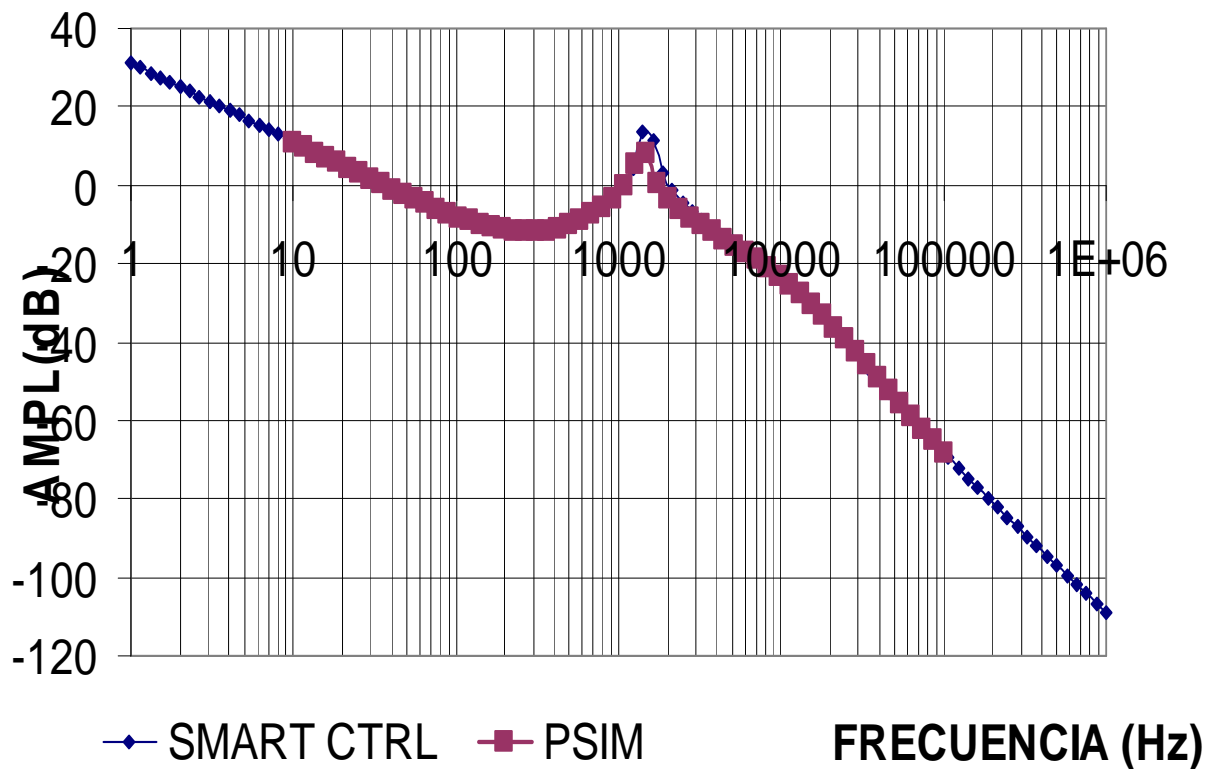


Figura 4.6 Diagrama de Bode del punto 3

- PUNTO 4 ( Frecuencia 2,05 kHz y Margen de fase 42,57°)  
La perturbación fue realizada a 0,001V y 4kHz

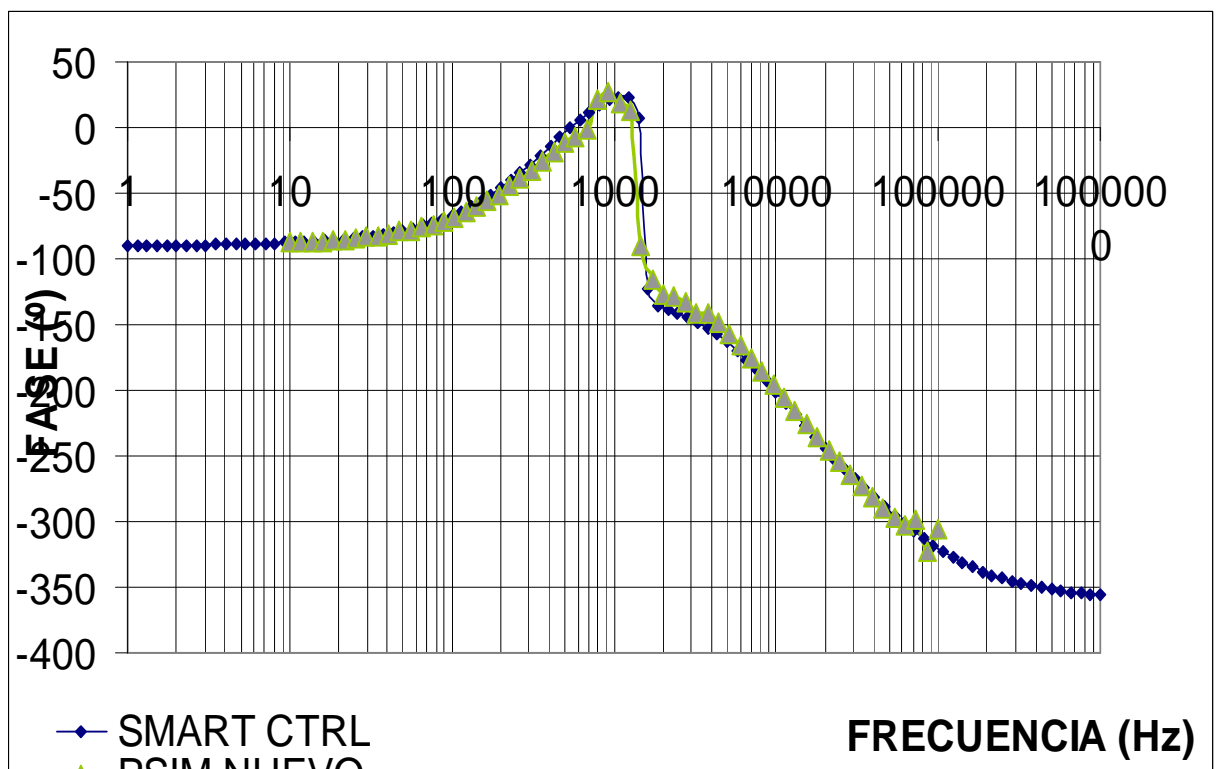
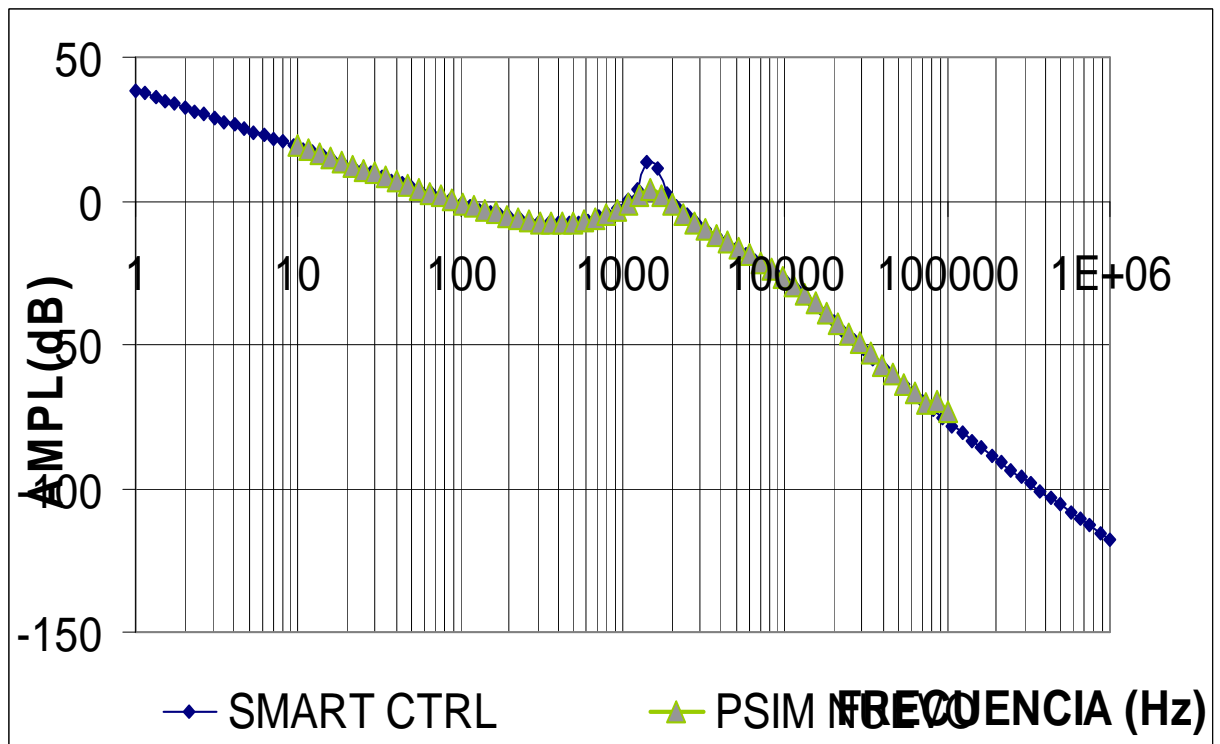


Figura 4.7 Diagrama de Bode del punto 4

- PUNTO 5 ( Frecuencia 2,05 kHz y Margen de fase 20°)  
La perturbación fue realizada a 0,001V y 4kHz

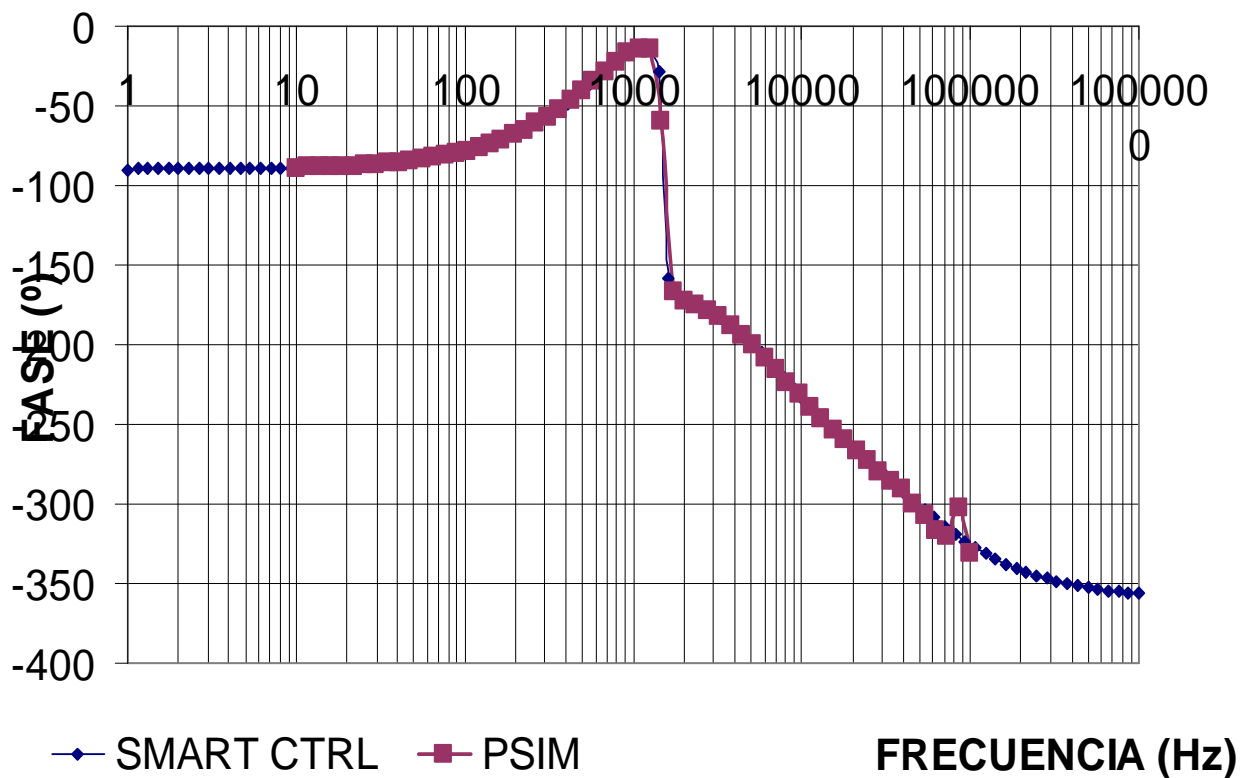
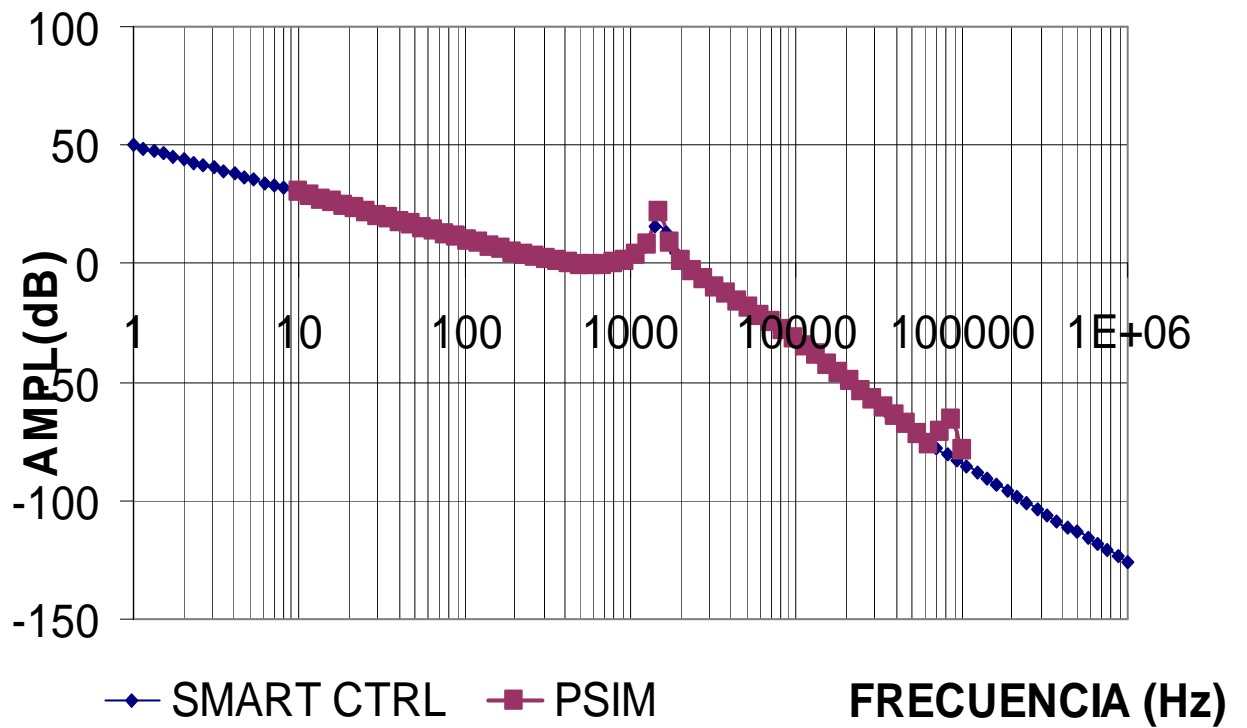


Figura 4.8 Diagrama de Bode del punto 5

- PUNTO 6 ( Frecuencia 2,05 kHz y Margen de fase 3,22°)  
La perturbación fue realizada a 0,01V y 1,6kHz

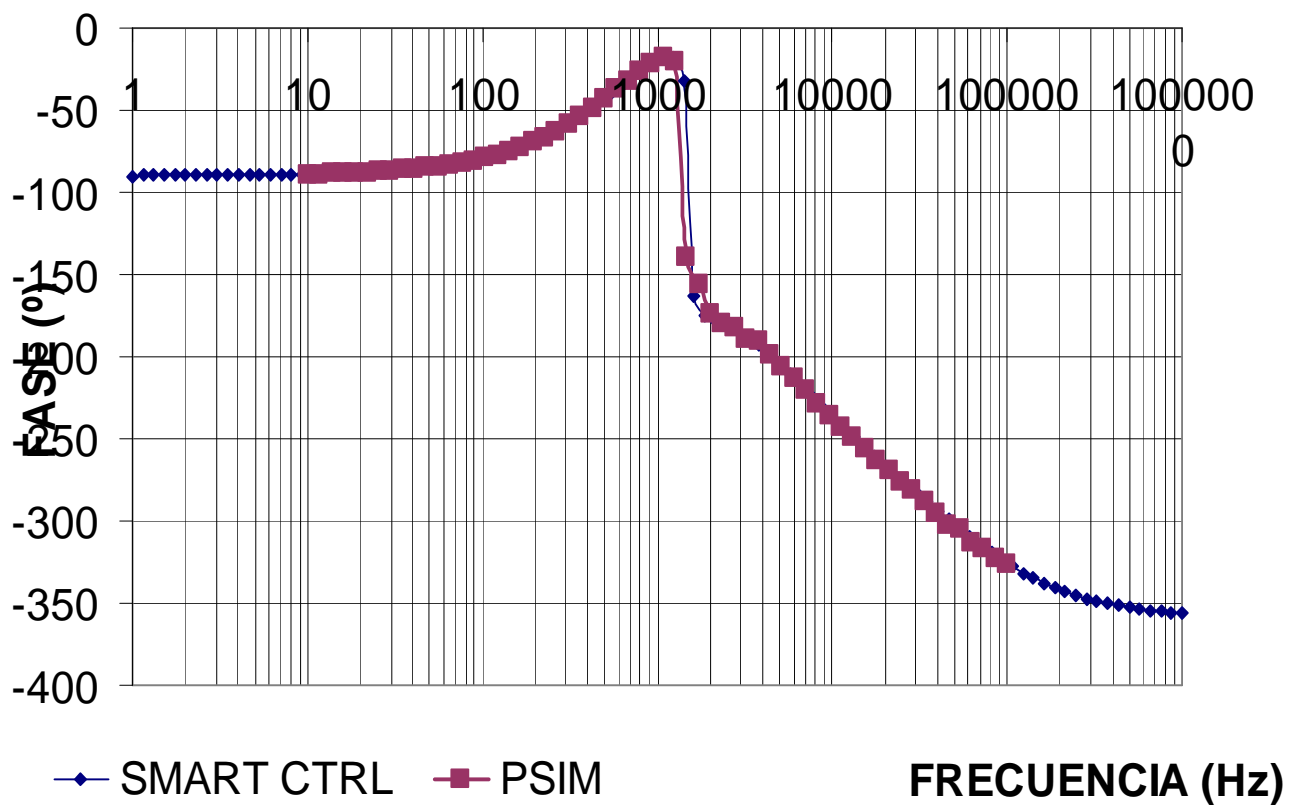
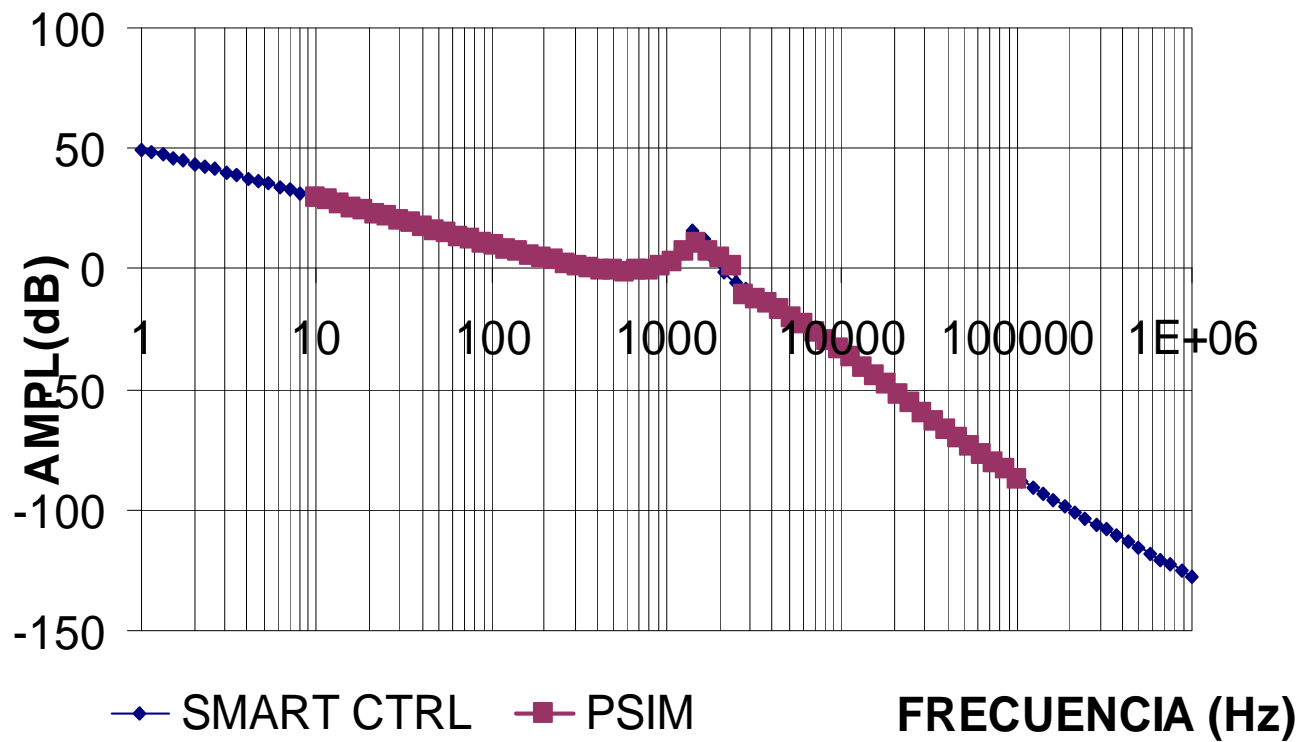


Figura 4.9 Diagrama de Bode del punto 6

- PUNTO 7 ( Frecuencia 2,45 kHz y Margen de fase 42,57°)  
La perturbación fue realizada a 0,01V y 4kHz

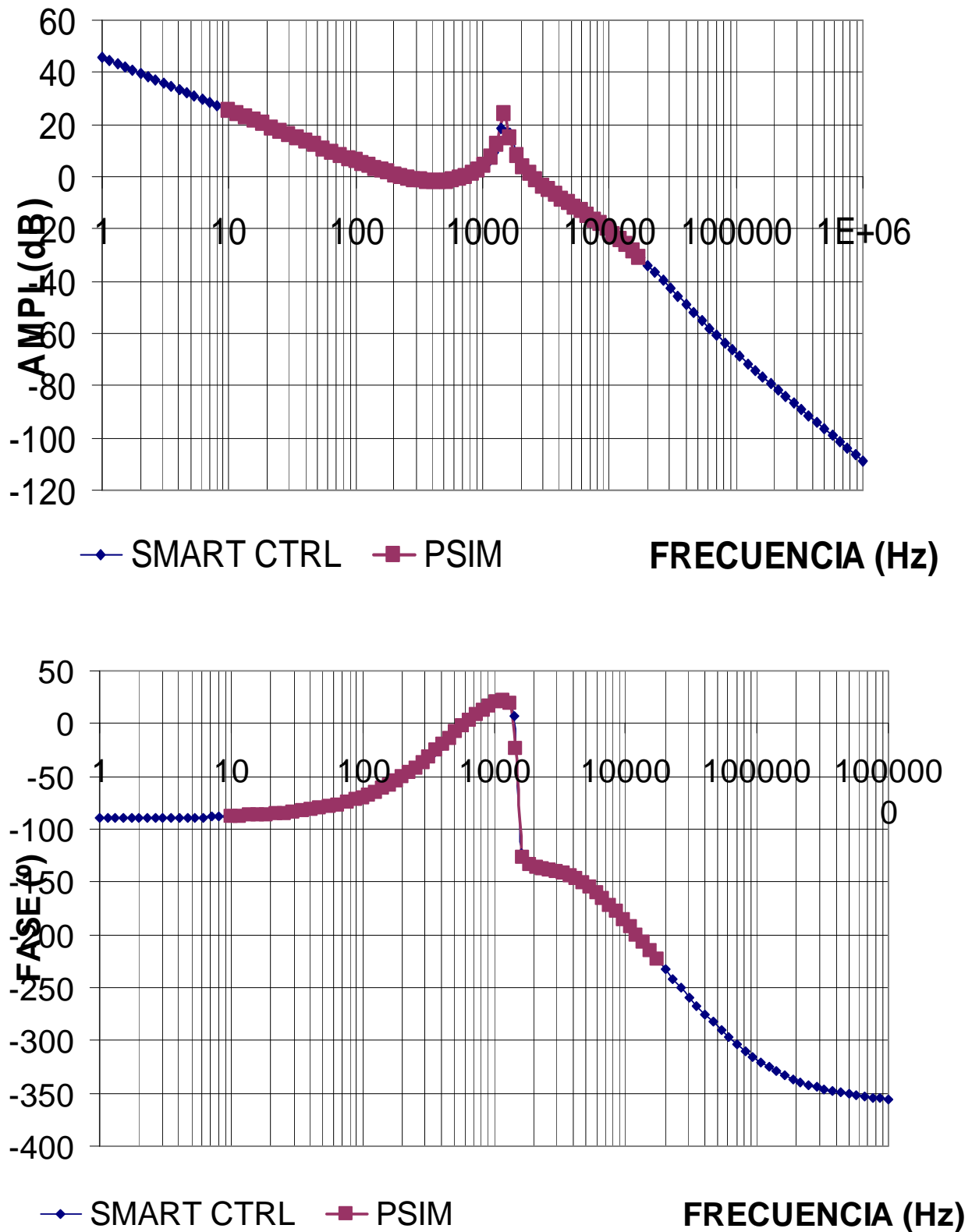


Figura 4.10 Diagrama de Bode del punto 7

- PUNTO 8 ( Frecuencia 3,41 kHz y Margen de fase 30.69°)

La perturbación fue realizada a 0,01V y 10kHz

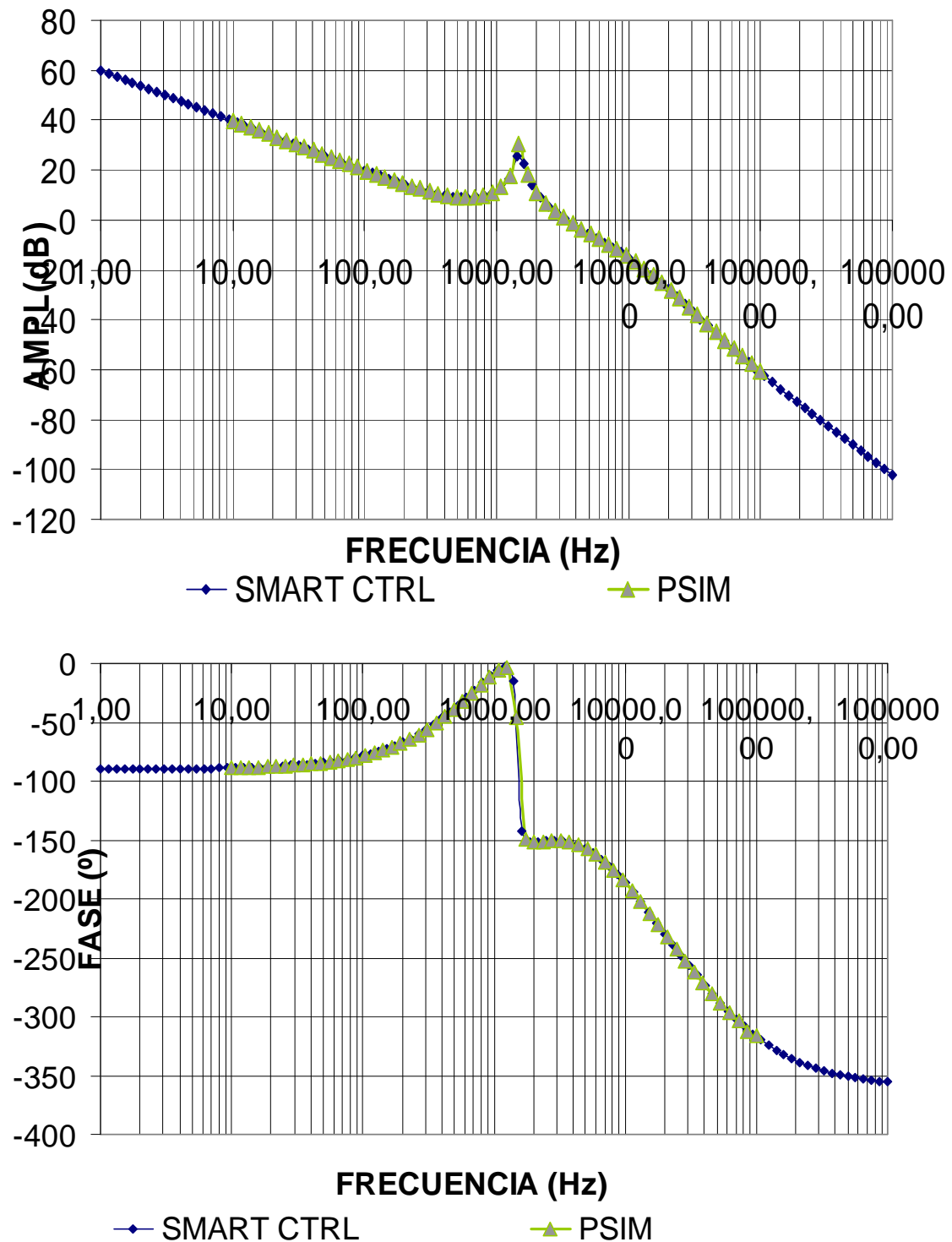


Figura 4.11 Diagrama de Bode del punto 8

- PUNTO 9 ( Frecuencia 5,24 kHz y Margen de fase 8°)  
La perturbación fue realizada a 0,01V y 4kHz

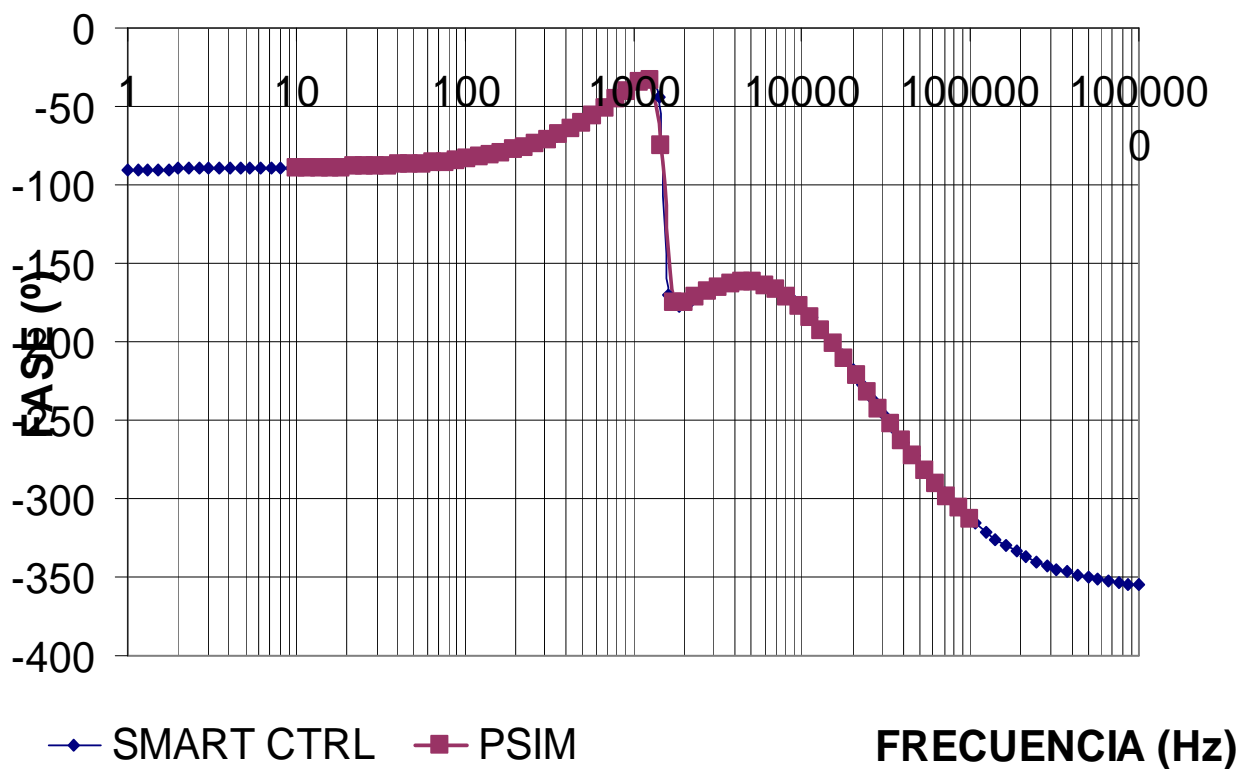
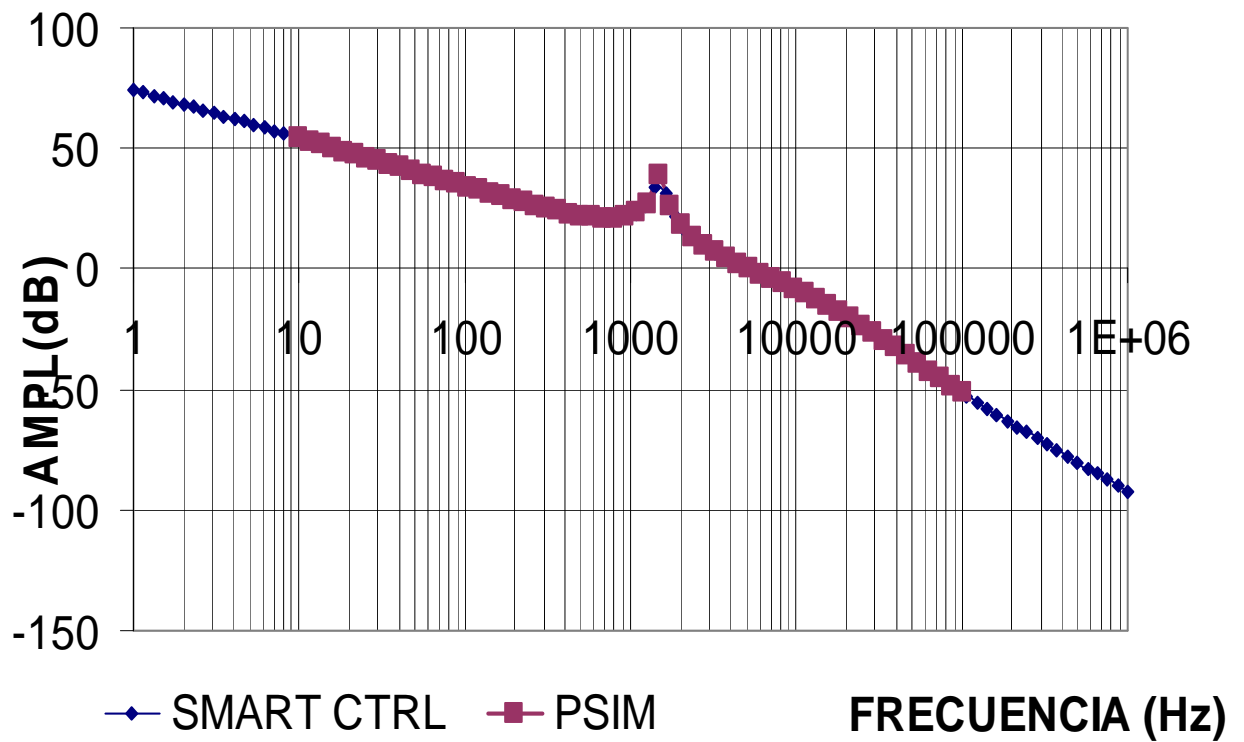


Figura 4.12 Diagrama de Bode del punto 9

- PUNTO 10 ( Frecuencia 9,43 kHz y Margen de fase 43,38°)  
La perturbación fue realizada a 0,01V y 1,6kHz

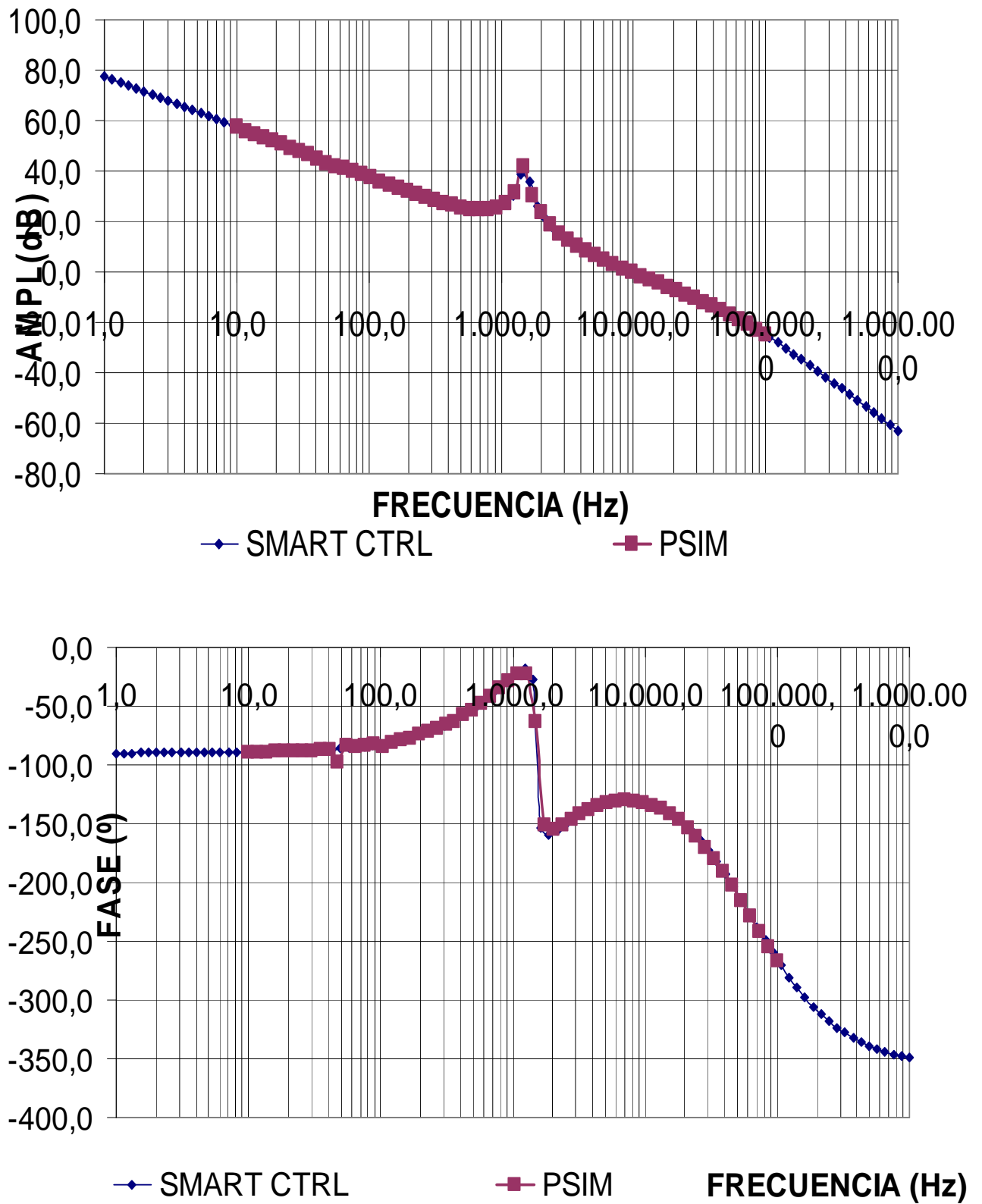


Figura 4.13 Diagrama de Bode del punto 10



- PUNTO 11 ( Frecuencia 8,8995 kHz y Margen de fase 34,65°)  
La perturbación fue realizada a 0,001V y 4kHz

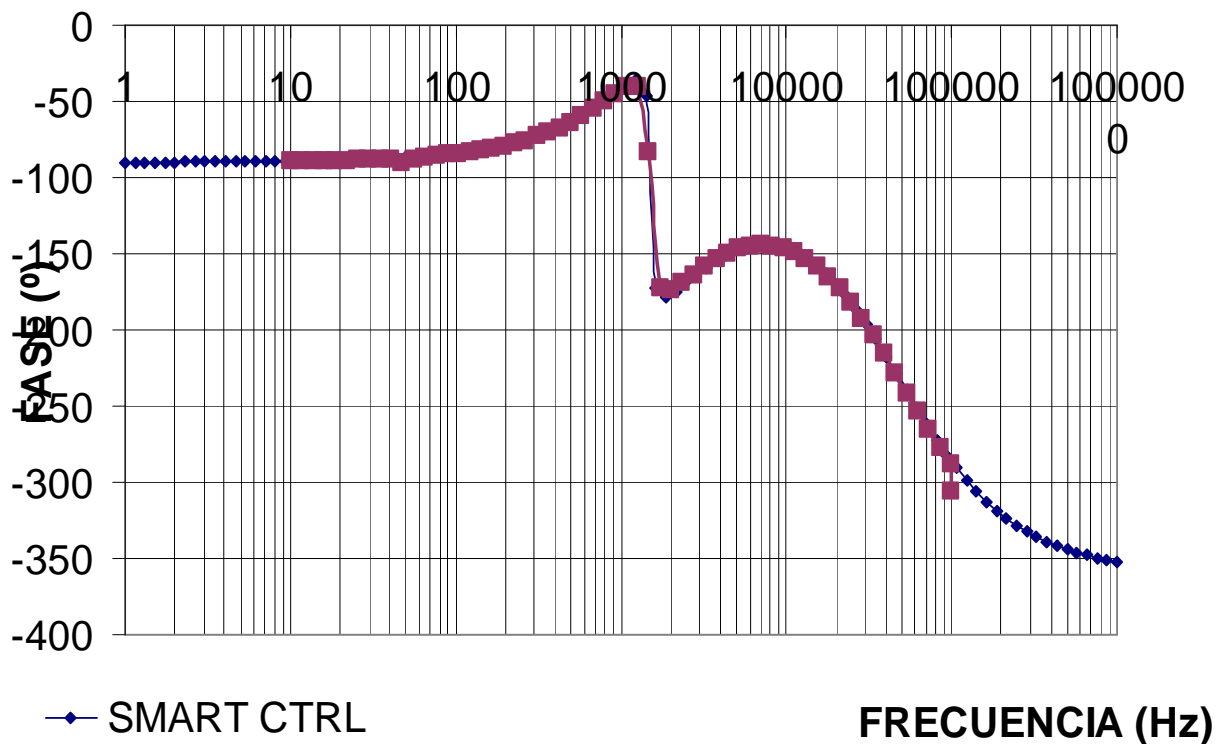
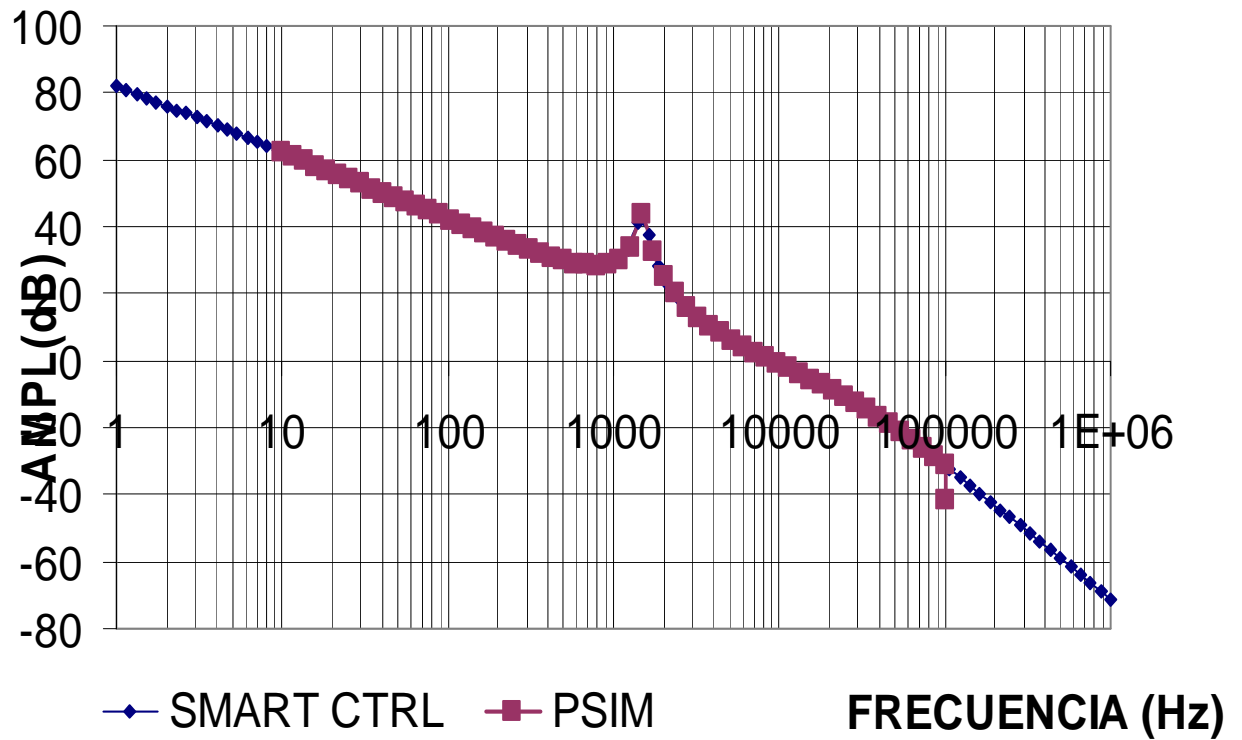


Figura 4.14 Diagrama de Bode del punto 11

- PUNTO 12 ( Frecuencia 10 kHz y Margen de fase 30,69°)  
La perturbación fue realizada a 0,01V y 4kHz

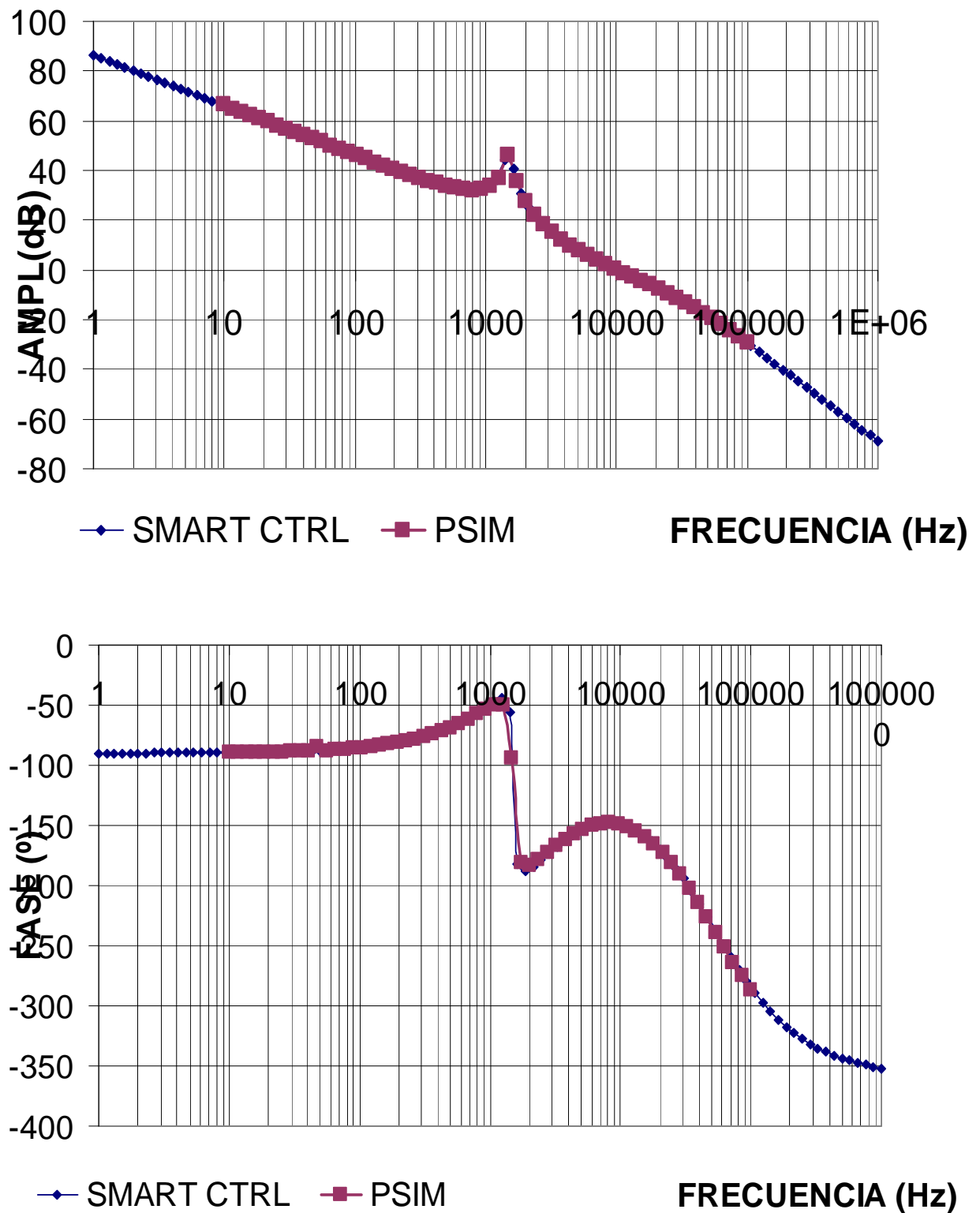


Figura 4.15 Diagrama de Bode del punto 12

- PUNTO 13 ( Frecuencia 16,89 kHz y Margen de fase 30,69°)  
La perturbación fue realizada a 0,01V y 4kHz

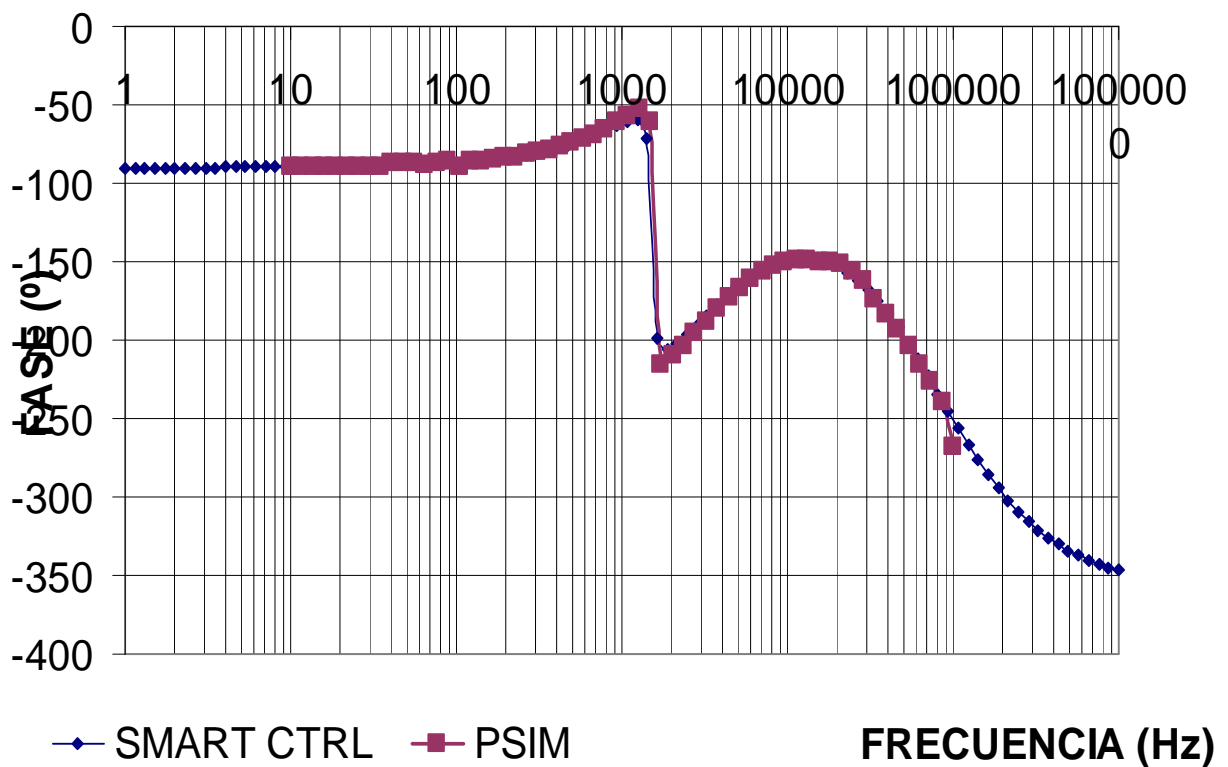
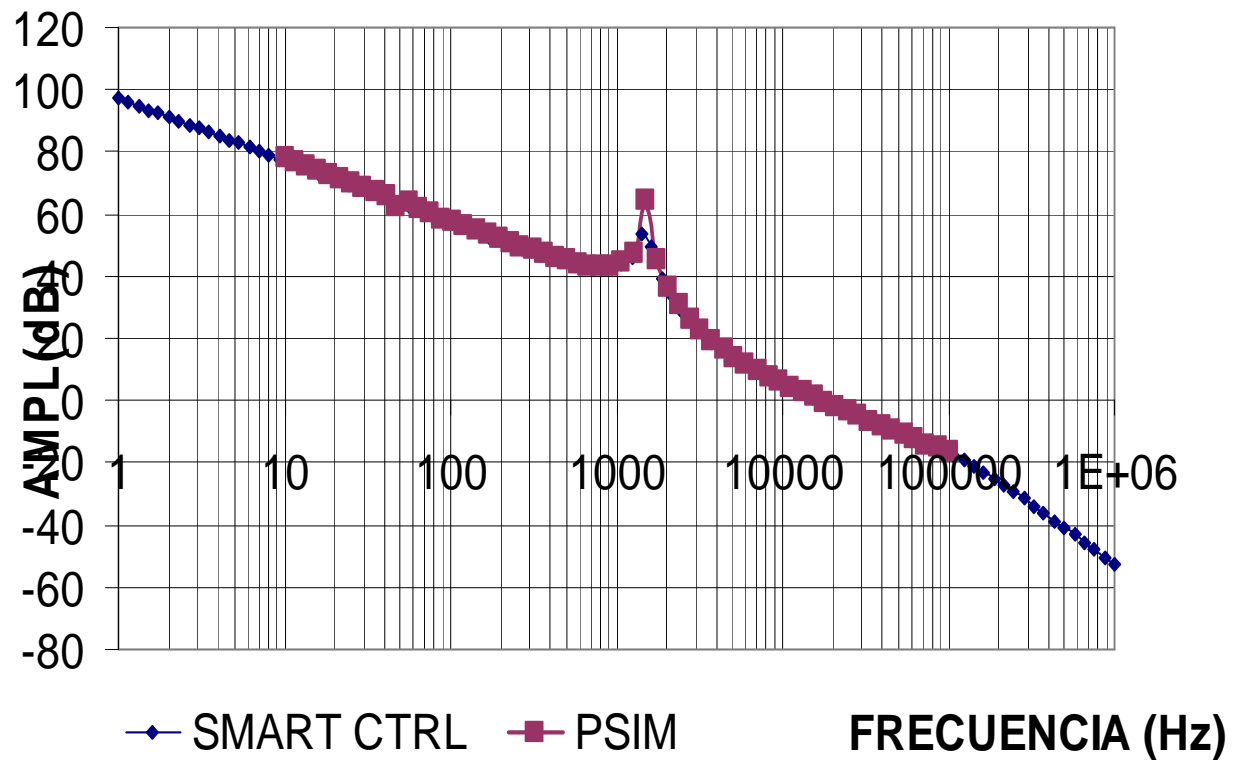


Figura 4.16 Diagrama de Bode del punto 13

- PUNTO 14 ( Frecuencia 15,85 kHz y Margen de fase 15,33°)  
La perturbación fue realizada a 0,001V y 4kHz

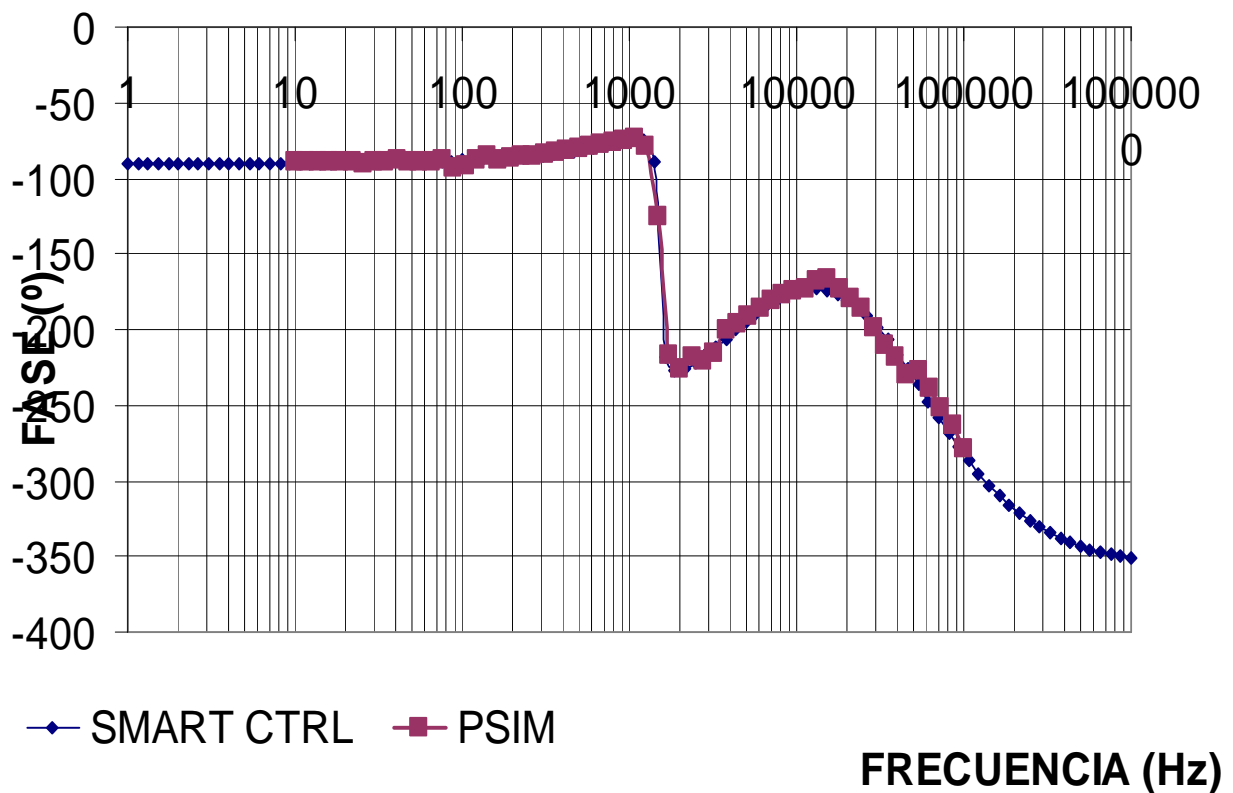
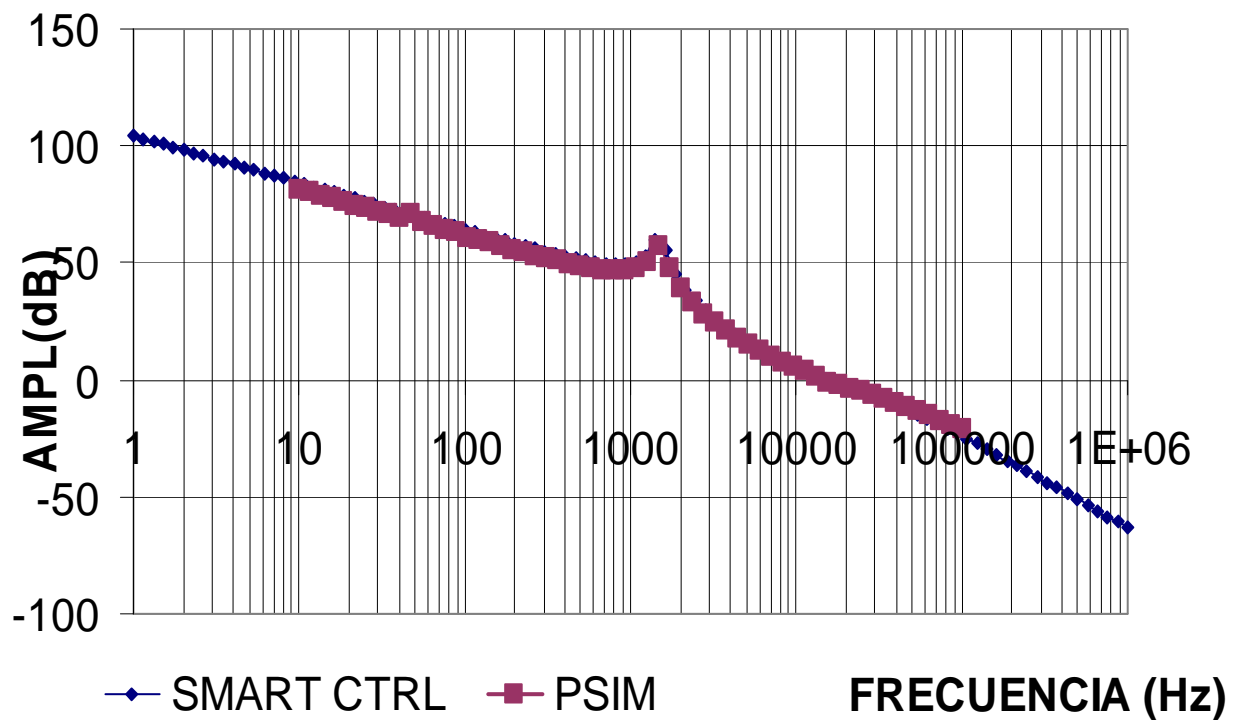


Figura 4.17 Diagrama de Bode del punto 14

- PUNTO 15 ( Frecuencia 22,38 kHz y Margen de fase 28°)  
La perturbación fue realizada a 0,001V y 4kHz

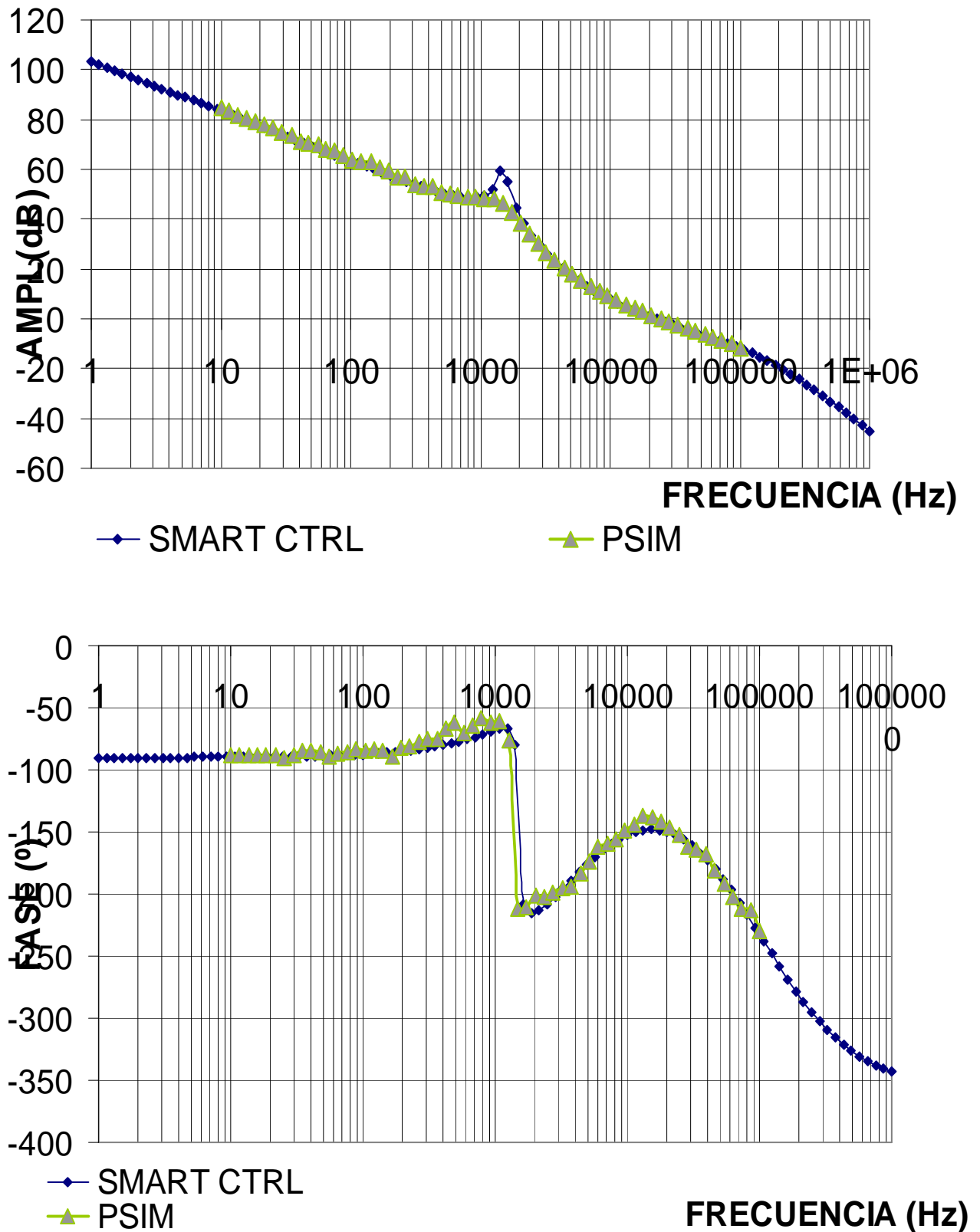


Figura 4.18 Diagrama de Bode del punto 15

- PUNTO 16 ( Frecuencia 23,17 kHz y Margen de fase 13,33°)  
La perturbación fue realizada a 0,001V y 4kHz

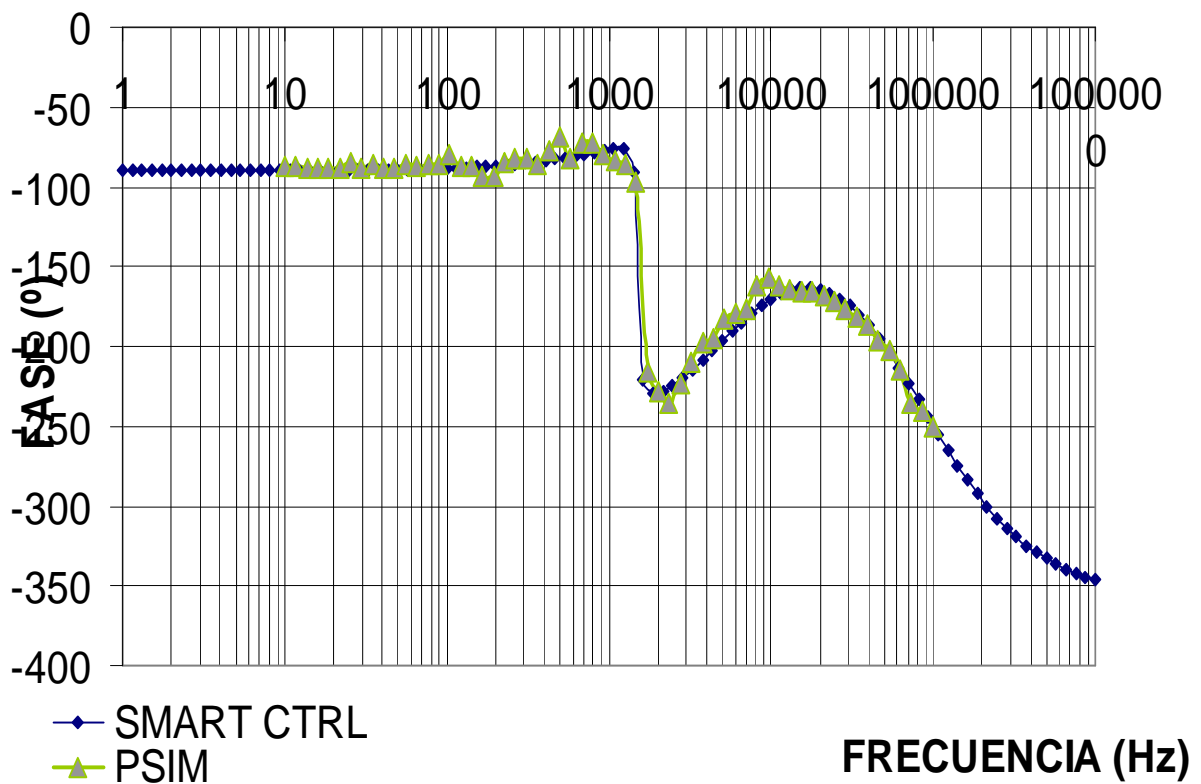
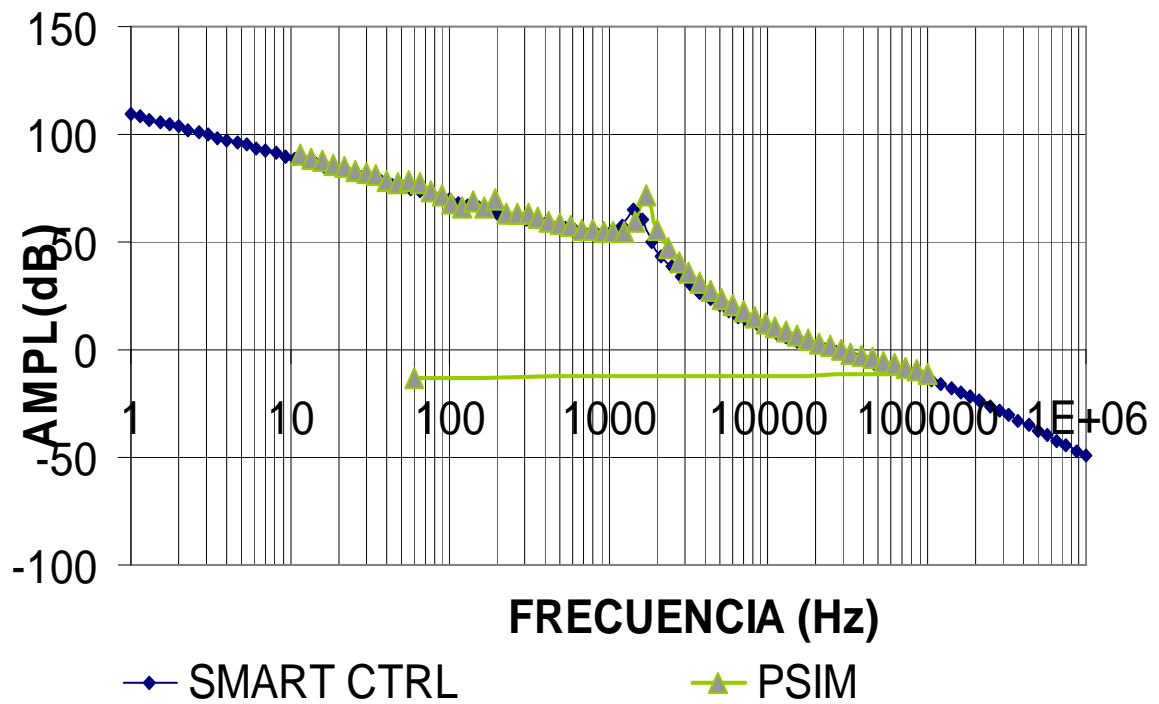


Figura 4.19 Diagrama de Bode del punto 16

Como se puede visualizar los diagramas de Bode de los 16 puntos analizados, son muy semejantes ante la comparativa efectuada, tanto por PSIM, como por SMARTCTRL

Los puntos 1, 3, 4, 5, 6 y 7 presentan una frecuencia de corte real, inferior a la frecuencia de corte objetivo (asignada por el usuario), que siendo estables, tienen un tiempo de establecimiento del régimen permanente más lento que el que deberían tener. Además de otro margen de fase, véase la figura [4.20] es decir:

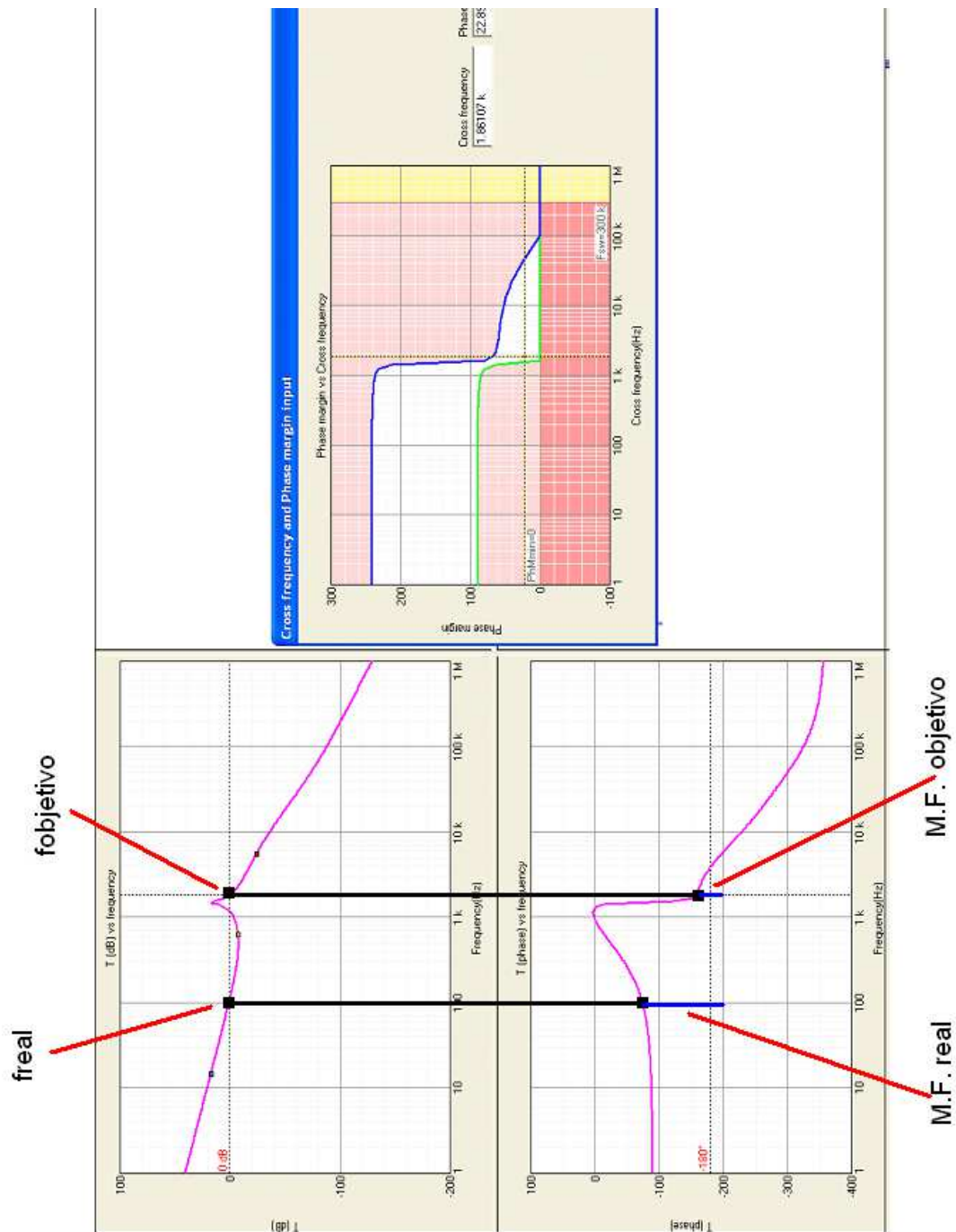


Figura 4.20 Función de transferencia con  $f_{real} < f_{objetivo}$

Una vez estudiada la zona 2, procedió a delimitar la zona en la que surge esta conclusión ( $f_{real} < f_{objetivo}$ ).

Los puntos estudiados, que delimitan las fronteras son:

FRONTERA IZQUIERDA	
FRECUENCIA (Hz)	MARGEN DE FASE
1451	45,828
1623	49,104
1631	55,62
1631	58,896
1631	85,104
1631	88,38

Tabla 4.2 Puntos que delimitan la frontera izquierda

FRONTERA DERECHA	
Frecuencia (Hz)	Margen de Fase
2136	2,97
2295	26,172
2503	36
2715	43,15
2953	47,68
3102	55,62
3513	65,448

Tabla 4.3 Puntos que delimitan la frontera derecha

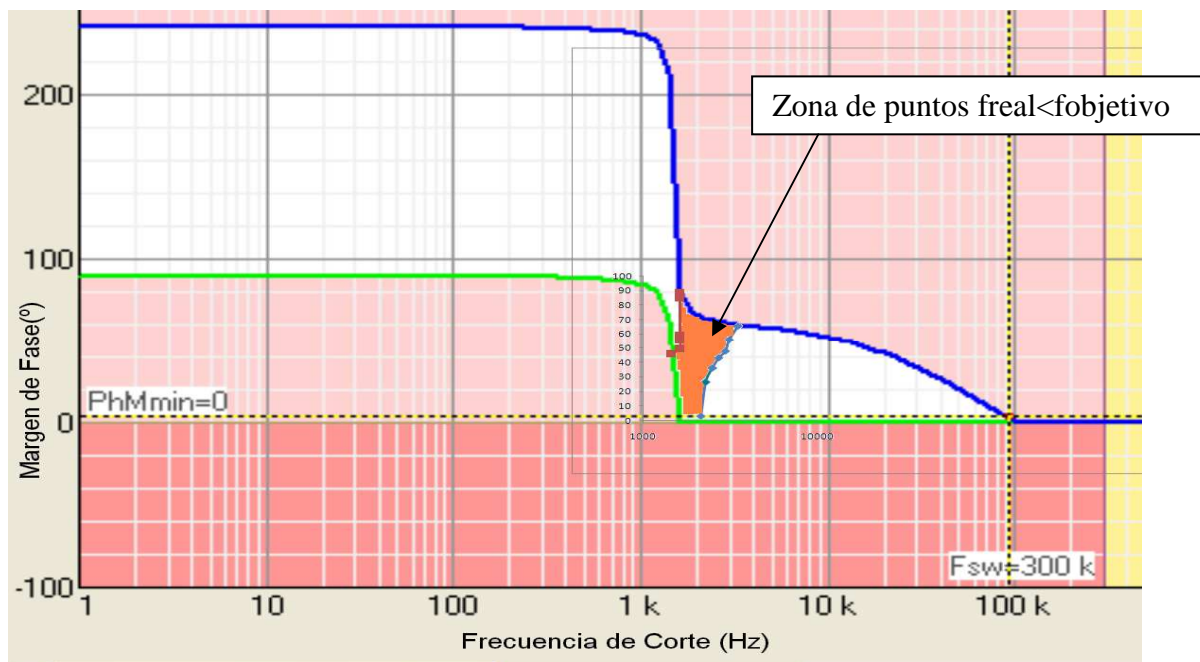


Figura 4.21 Zona de puntos que cumplen  $f_{real} < f_{objetivo}$



A continuación se procedió a estudiar en el dominio del tiempo el comportamiento sobre la forma de onda de la salida, al comparar, diversos puntos, por un lado fijando la frecuencia de corte y variando el margen de fase, y por otro, fijado el margen de fase y modificando la frecuencia de corte.

Para el estudio, se introdujo una perturbación tipo escalón en la referencia del sistema.

El esquema que contempla la perturbación sobre la referencia, se presenta en la figura [4.22]:

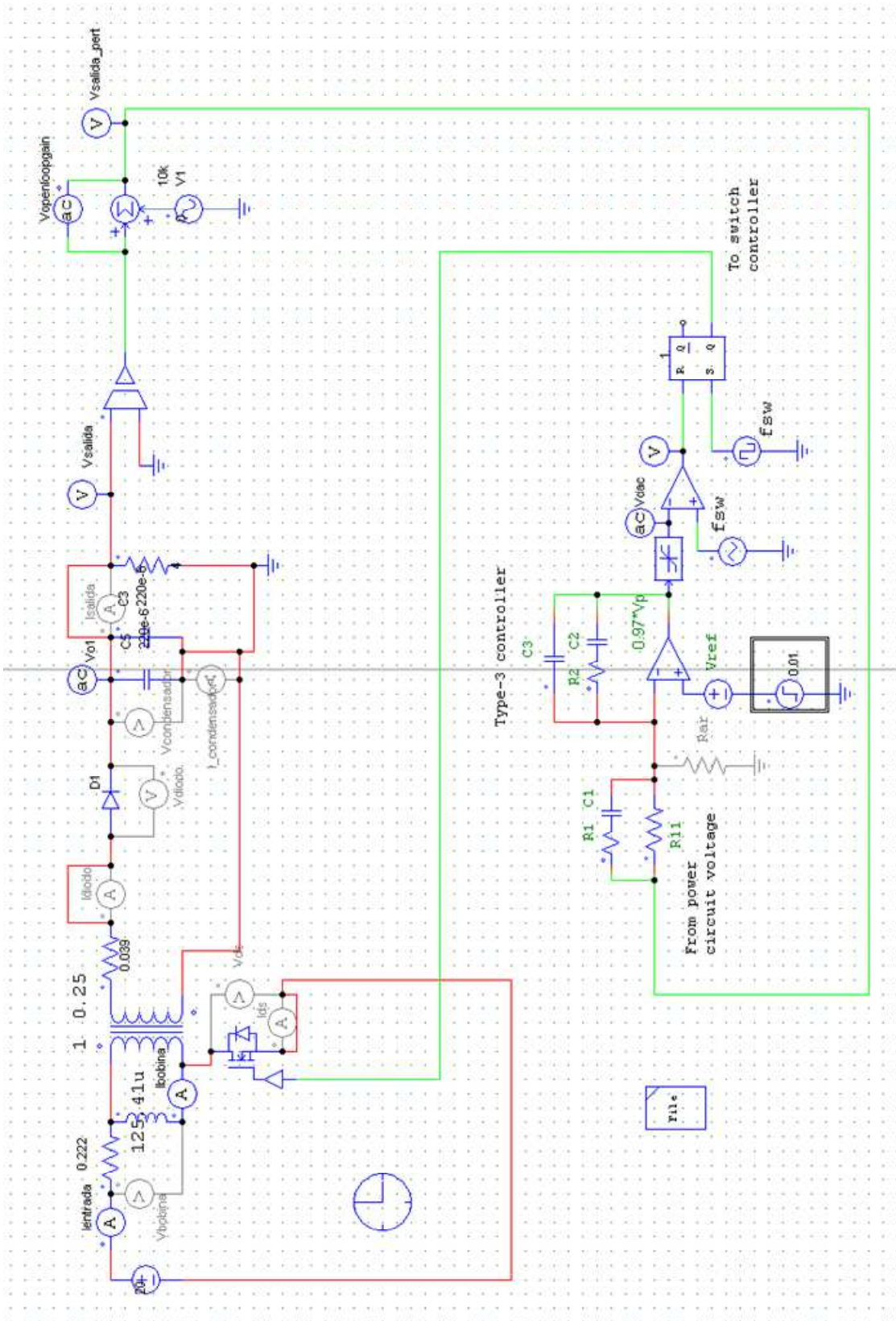
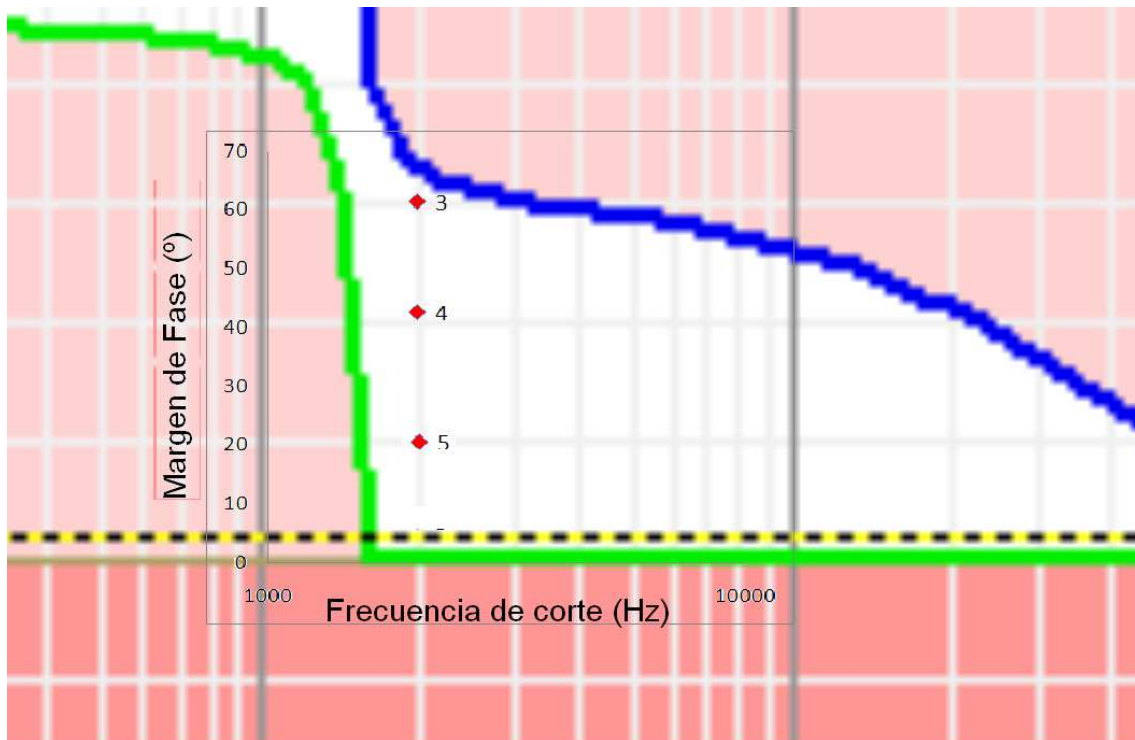


Figura 4.22 Esquema del sistema con perturbación-escalón en la referencia

En primer lugar, se escogió fijar la frecuencia de corte y variar el margen de fase, para ello se recurrió a elegir los puntos 3,4 y 5, desechando el punto 6 por tener un margen de fase muy pequeño, ver figura [4.23].



*Figura 4.23 Puntos 3,4 y 5 (misma frecuencia de corte, distinto margen de fase).*

Siendo sus respectivas funciones de transferencia, figura [4.24]

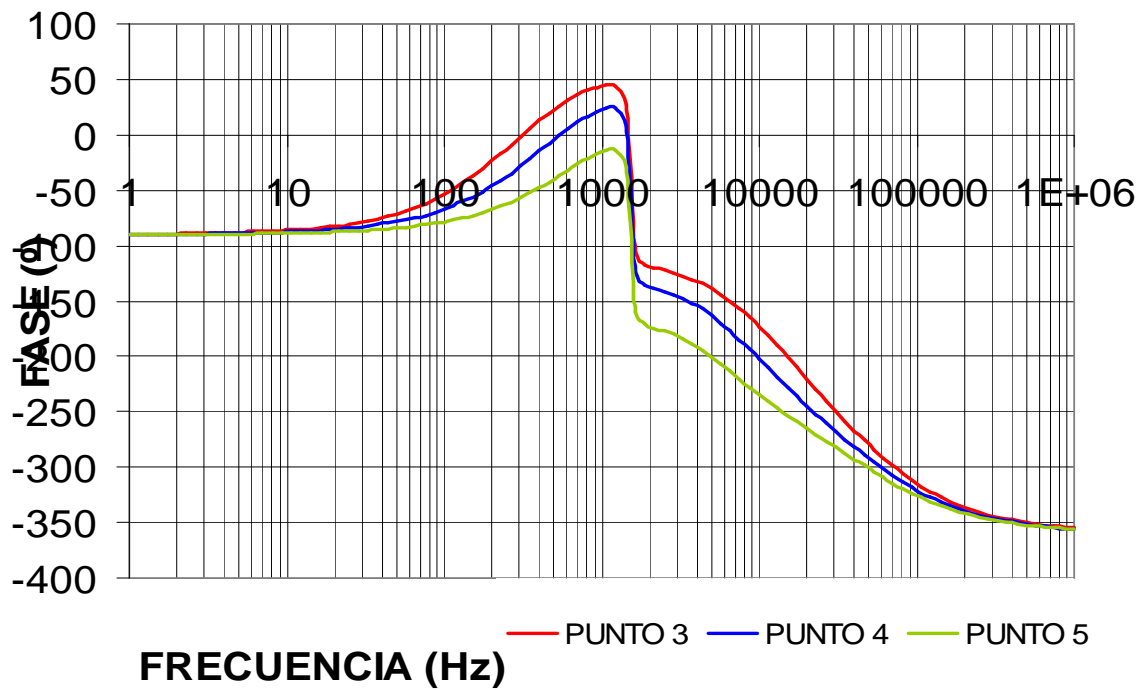
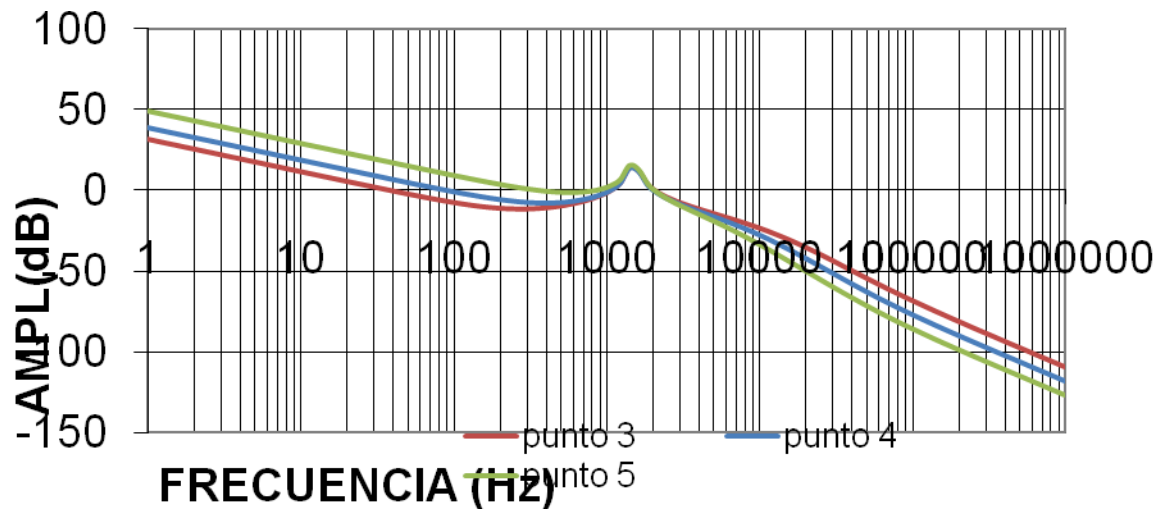
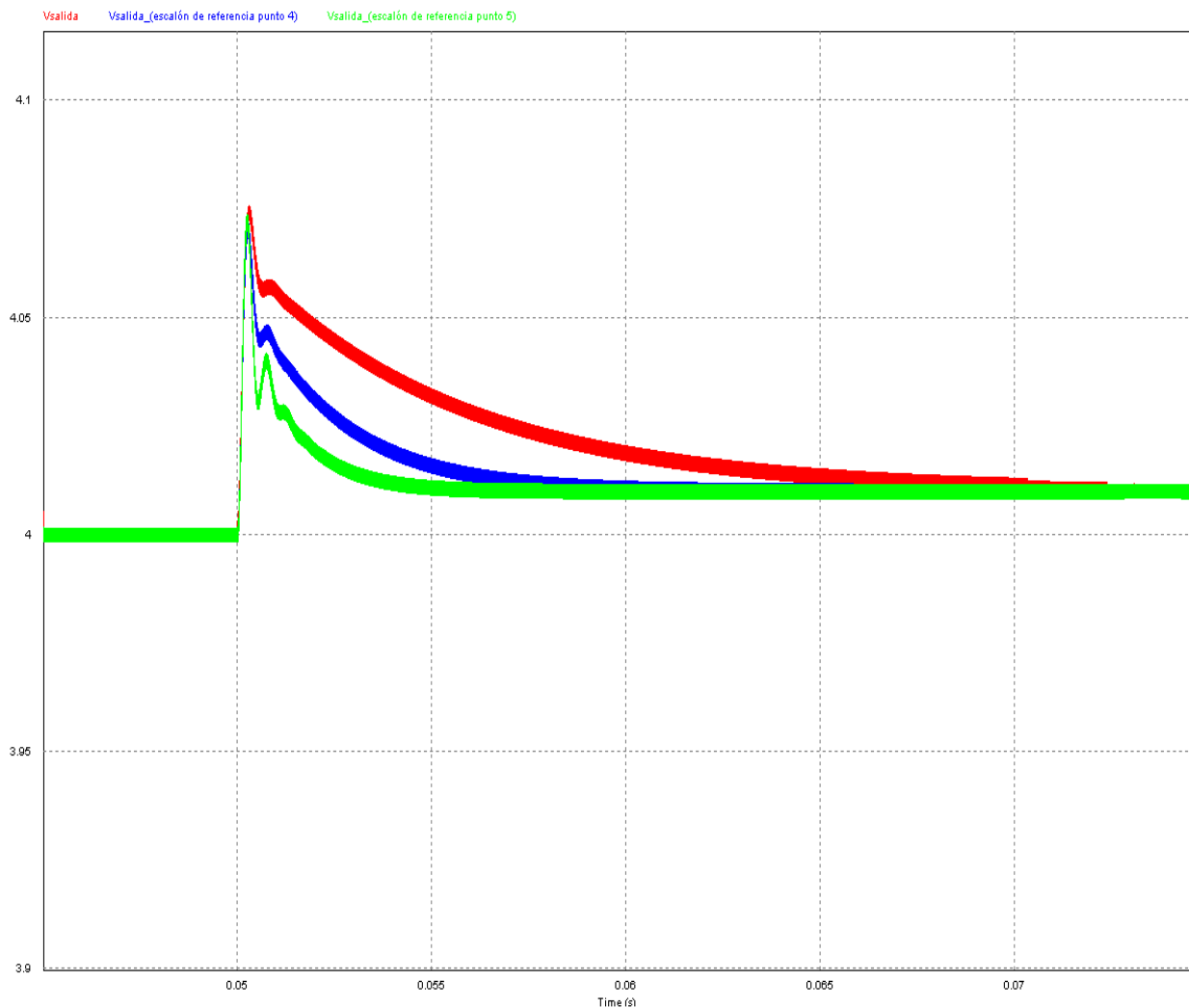


Figura 4.24 Funciones de transferencia de los puntos 3,4,5

En la siguiente figura, figura [4.25], se presenta la comparativa realizada sobre los puntos 3,4,5 sobre la tensión de salida.



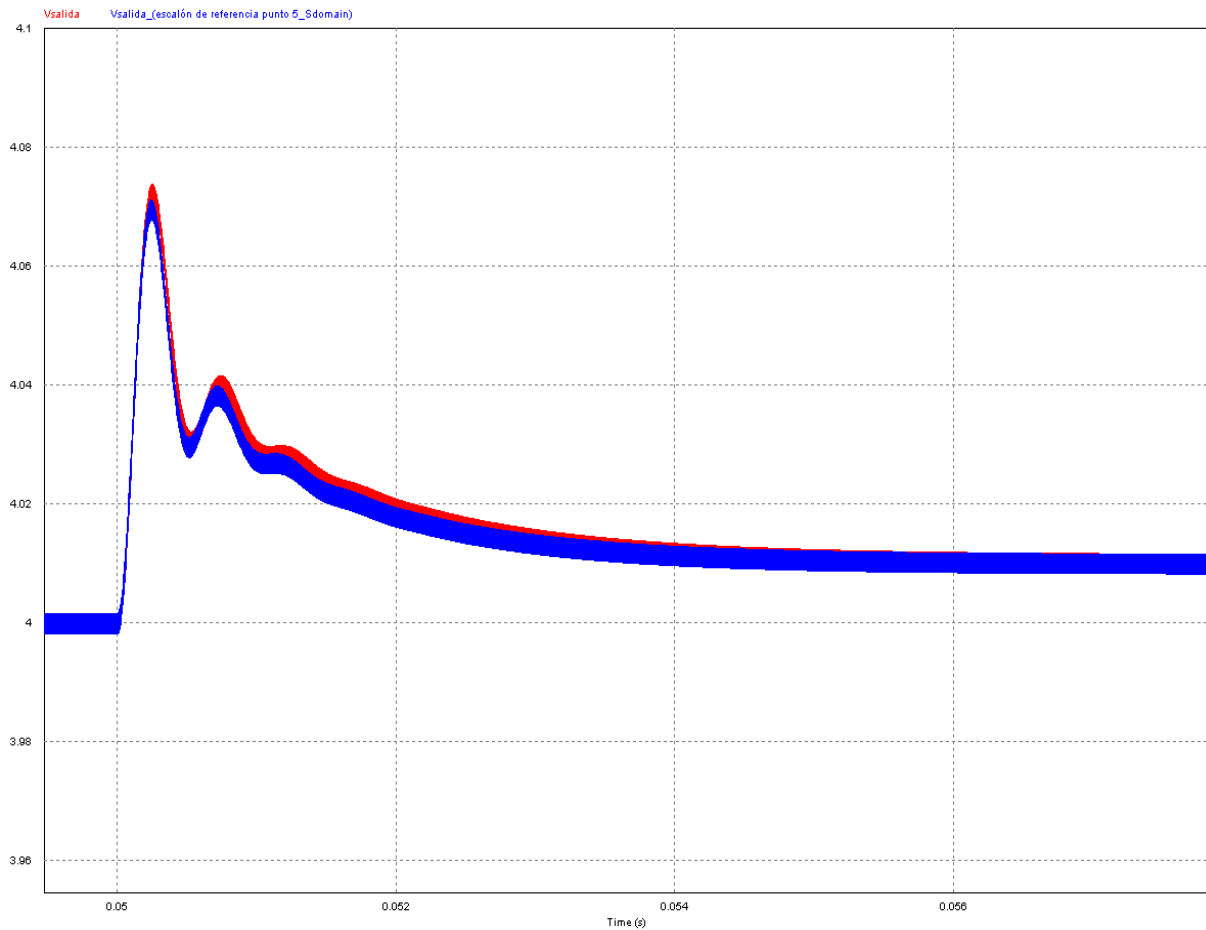
*Figura 4.25 Formas de onda de la tensión de salida ante la perturbación en la referencia de los puntos 5(en verde), 4 (en azul), y 3 (en rojo)*

Una conclusión importante sobre la figura es, que a pesar de que los tres puntos tengan la misma frecuencia de corte, 2050Hz, se puede observar como las diferentes formas de onda tienen distintas frecuencias de corte, llegando al régimen permanente a distintos tiempos, algo incongruente.

Por ello, se optó modificar el esquema del sistema en SMART CTRL, y “sacar” el sensor, en lugar de tenerlo embebido, como en un primer lugar se había planteado.

Al volcar los datos sobre el esquemático en PSIM, se optó en lugar de la opción componentes (R1, C1.....), la opción S-domain. Y realizar con esta alternativa la simulación temporal del punto 5, y compararla con la simulación anterior (con el sensor embebido y componentes clásicos (R1, C1.....)).

La figura [4.26] muestra dicha comparación, de las formas de ondas de la tensión de salida de ambas alternativas:



*Figura 4.26 Comparativa de las señales de salida del punto con la modalidad S-domain ( en rojo) y el regulador con componentes analógicos (en azul)*

En la figura [4.26], se puede observar que no existe diferencia alguna entre ambas formas de onda, y por tanto ninguna trascendencia.

El esquema con la alternativa en S-domain, se muestra en la figura [4.27]

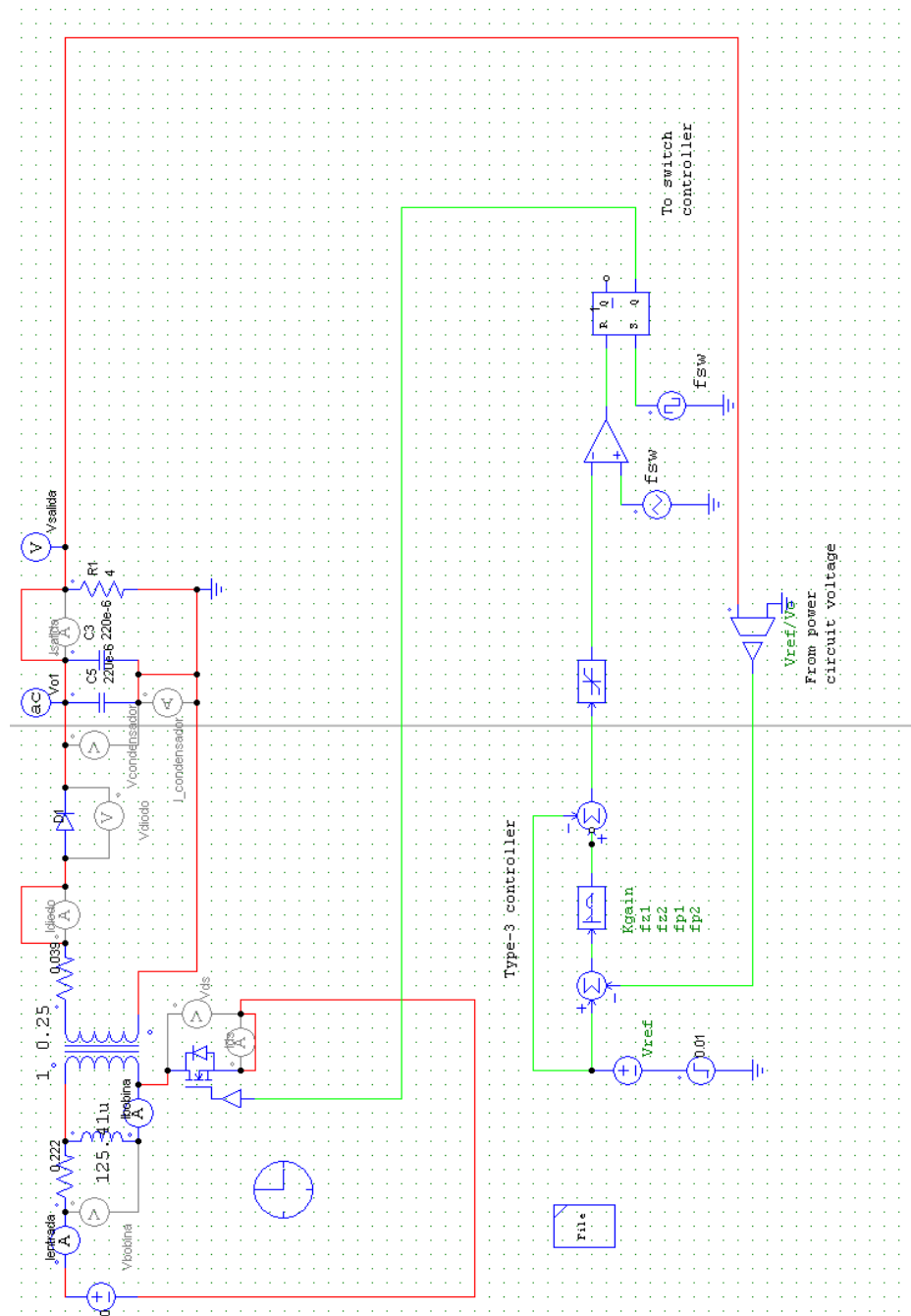


Figura 4.27 Esquema en S-domain

En la figura [4.27] se puede apreciar todo el sistema en su conjunto, formado por la planta del convertidor, el regulador y el sensor.

Considérese la siguiente figura [4.28], donde se muestra el regulador y el sensor de tensión en S-domain:

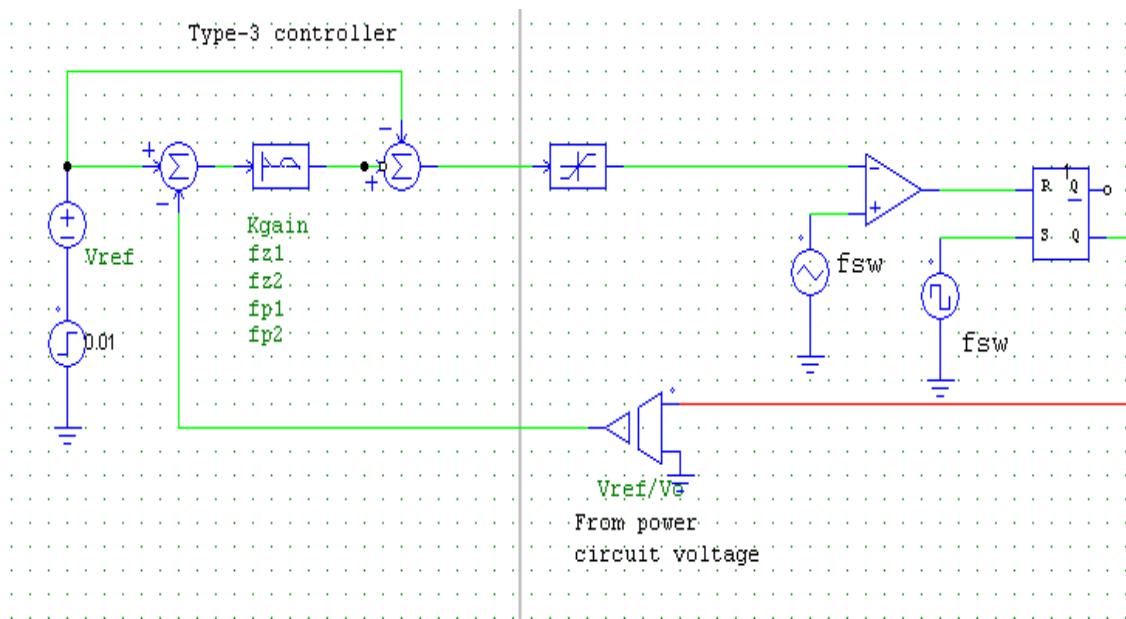


Figura 4.28 Esquema del regulador y sensor de tensión (S-domain)

El esquema del conjunto (planta del convertidor, regulador y sensor) quedaría representado en un diagrama de bloques como el de la figura [4.29]:

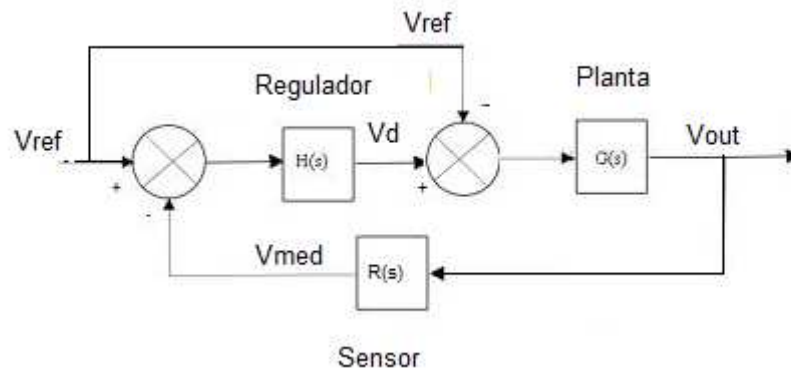


Figura 4.29 Representación en diagrama de bloques del sistema en S-domain

Como puede apreciarse la realimentación que se encuentra entre la referencia y el sumador, presente entre el regulador y la planta, dista mucho de la teoría convencional de Señales y Sistemas, en la que dicha realimentación no existe. Siendo el diagrama de bloques convencional el dado en la figura [4.30].



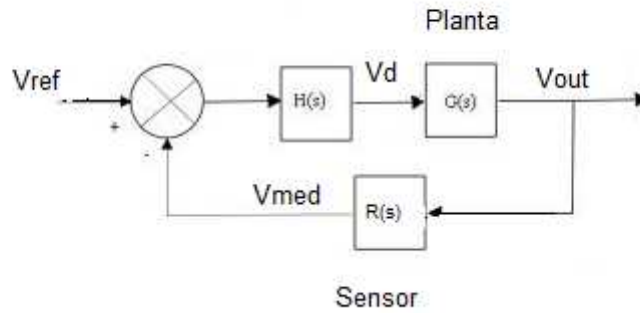


Figura 4.30 Concepción tradicional del diagrama de bloques del sistema (planta, regulador, sensor).

Otro aspecto a tratar, desde el punto de vista de la formulación del regulador con componentes analógicos (impedancias y operacionales), es lo que se expresa a continuación:

El diseño correspondiente al regulador, con el lazo interno de realimentación, corresponde a un regulador (operacional) no inversor, ó configuración no inversora, tal como se muestra, en la figura [4.31]:

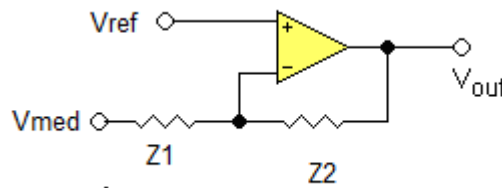


Figura 4.31 Regulador en configuración no inversora

Y cuya función de transferencia se detalla a continuación:

Las ecuaciones de análisis de todo amplificador operacional ideal son:

$$\begin{aligned} V^+ &= V^- \\ i^+ &= i^- = 0 \end{aligned} \quad (4.1)$$

Y particularizando para este caso, se tiene que:

$$V^+ = V^- = V_{ref} \quad (4.2)$$

$$i = \frac{V_{med} - V_{ref}}{Z_1} = \frac{V_{ref} - V_d}{Z_2} \quad (4.3)$$

Que operando y desarrollando la ecuación 4.3 se lleva a:

$$V_d = V_{ref} \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) - V_{med} \frac{Z_2}{Z_1} \quad (4.4)$$

En cambio, el diseño correspondiente al regulador sin el lazo interno de realimentación, corresponde a un regulador (operacional) diferencial, tal como se muestra, en la figura [4.32]:

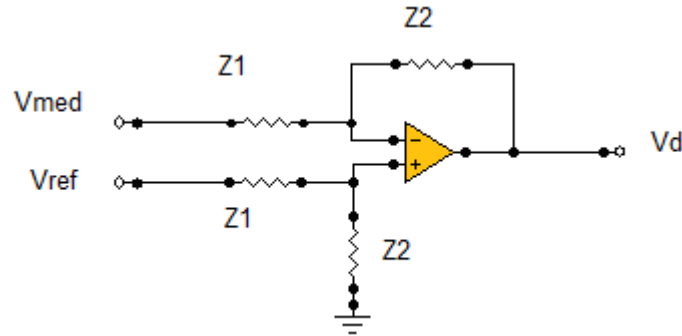


Figura 4.32 Regulador Diferencial

Para deducir su función de transferencia, se parte de la ecuación 4.1, y particularizando para este caso, se tiene:

$$V^+ = V_{ref} \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (4.5)$$

$$i = \frac{V_{med} - V^-}{Z_1} = \frac{V^- - V_d}{Z_2} \quad (4.6)$$

Por lo que sustituyendo la ecuación 4.5 en 4.6 y desarrollando, se obtiene:

$$V_d = \frac{Z_2}{Z_1} (V_{ref} - V_{med}) \quad (4.7)$$

En la figura [4.33], se muestra el regulador y sensor en S-domain sin la presencia del lazo interno.

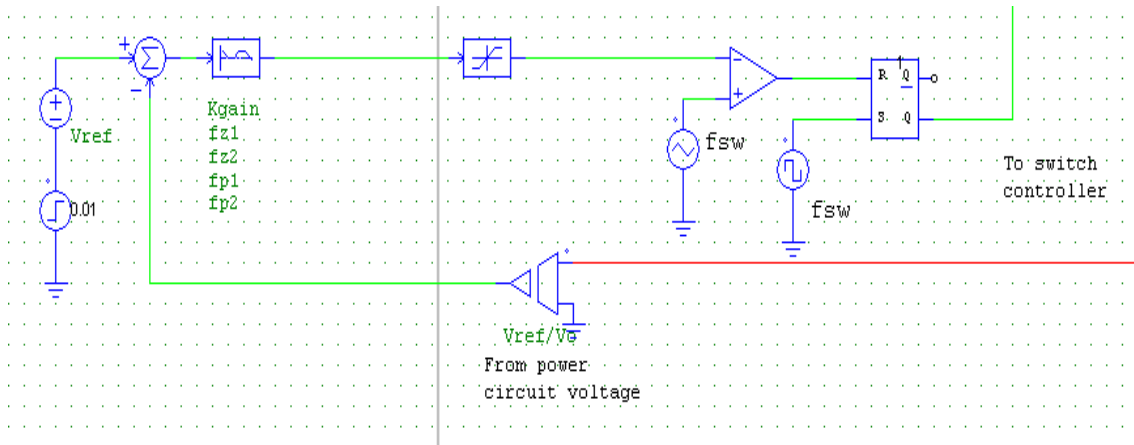


Figura 4.33 Esquema del regulador en S-domain sin lazo interno

En la figura [4.34], muestra la comparativa efectuada para los puntos de estudio 3, 4, 5, sin el lazo interno del regulador:

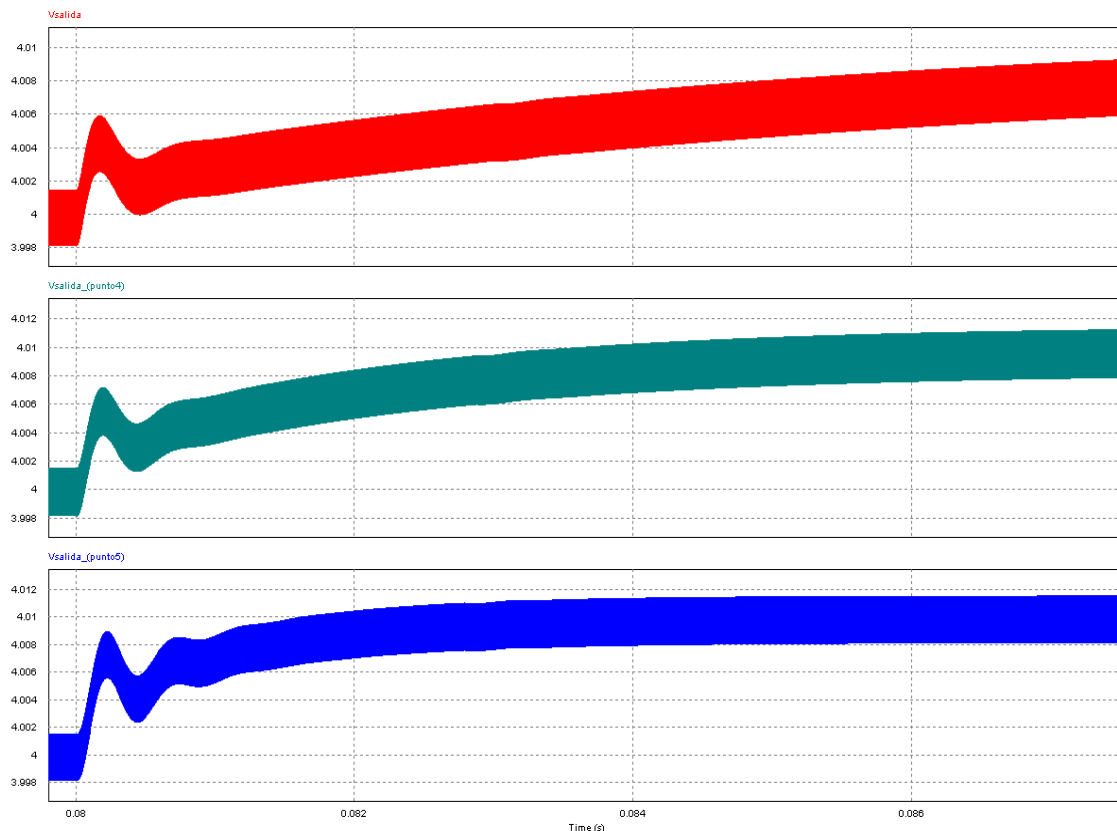
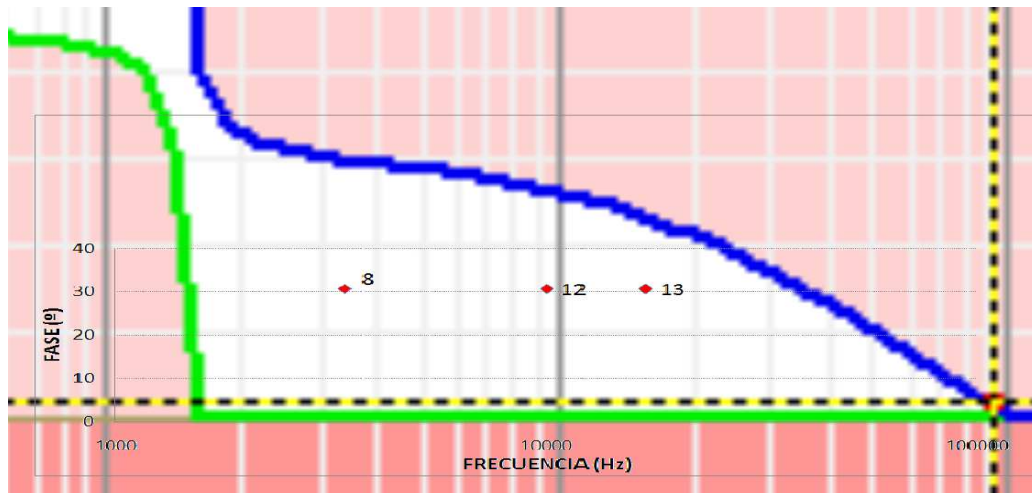


Figura 4.34 Comparativa tensión de salida, entre los puntos 3 (en rojo), 4 (en azul), y 5 (en verde), con misma frecuencia de corte, y distinto margen de fase

Se observa, como al aumentar el margen de fase el sistema se amortigua más, es decir, presenta menos oscilaciones, por tanto el punto con mayor margen de fase, el punto número 3, presenta unas oscilaciones más amortiguadas que el punto número 5, que presenta mayor amplitud en sus oscilaciones.

A continuación, se tratará la otra de las cuestiones planteadas, y es, fijado el margen de fase, se modificará la frecuencia de corte, en este caso, los puntos de estudio son 8, 12 y 13; ordenados de menor a mayor frecuencia de corte.



*Figura 4.35 Posicionamiento de los puntos 8, 12 y 13, con mismo margen de fase y distinta Frecuencia de corte*

En la figura [4.36], se muestran las funciones de transferencia de los puntos 8, 12 y 13.

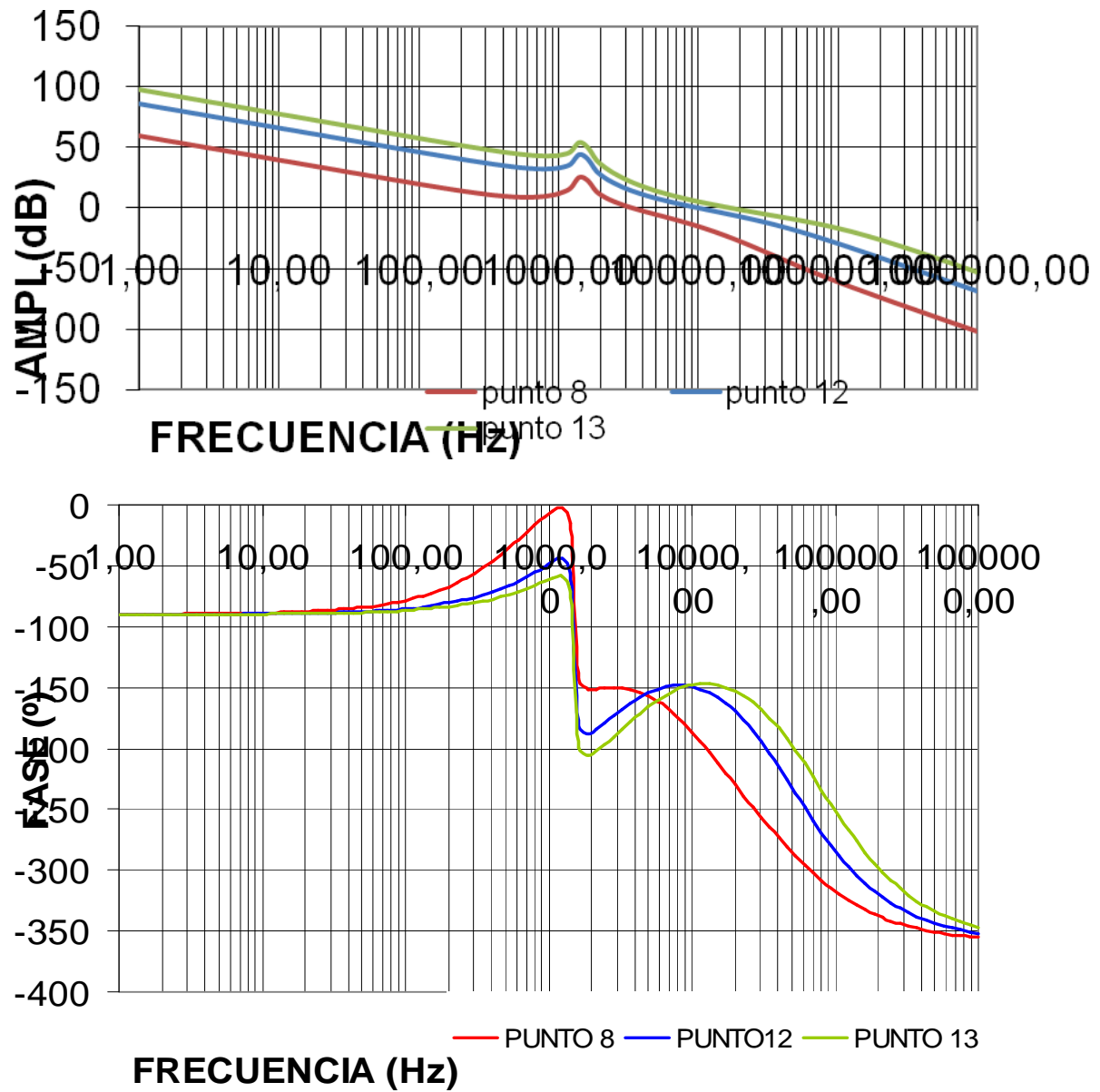


Figura 4.36 Funciones de transferencia de los puntos 8, 12 y 13.

Mostrándose en la figura [4.37], la comparativa realizada en el dominio temporal, usando la característica S-domain sin lazo interno del regulador.

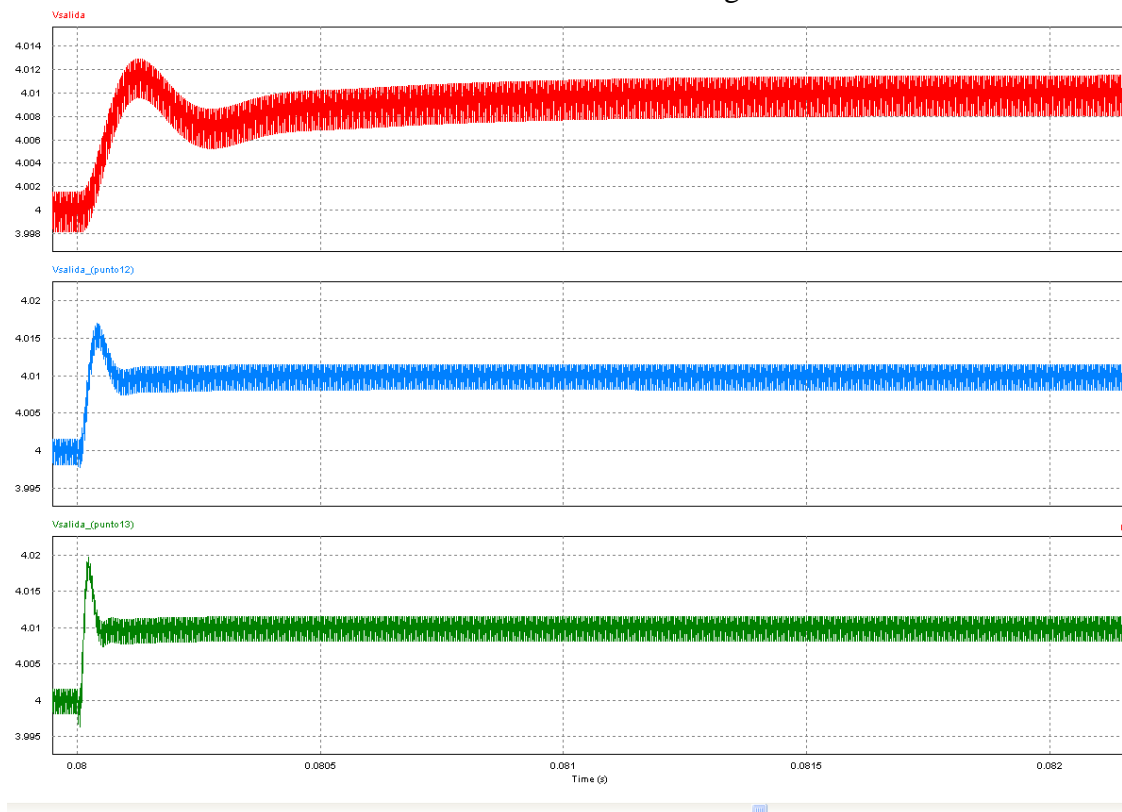


Figura 4.37 Comparativa de los puntos 8 (en rojo), 12 (en azul), 13 (en verde), puntos que cumplen mismo Margen de Fase, pero distintas frecuencias

Observándose algo elemental, al tener distintas frecuencias tenemos tiempo de establecimientos distintos, en lo que se refiera al alcance del régimen permanente, siendo la respuesta del punto 8 la más lenta y la del punto 13 la más rápida.

Además se aprecia que el pico de sobreoscilación aumenta en valor, a medida que la frecuencia de corte aumenta, véase tabla [4.4].

PUNTO	Tensión de sobreoscilación (V)
8	4,013
12	4,017
13	4.019

Tabla 4.4 Valor del pico de sobreoscilación para los distintos puntos (8,12 y 13)

4.3 Zona 1. Análisis para frecuencias de corte menores que la frecuencia de resonancia.

Una vez realizado el estudio de la zona 2, se pasó a observar la zona 1, eligiendo el establecido en las posiciones:

PUNTOS	FRECUENCIA (Hz)	MARGEN DE FASE (º)
17	152	170

Tabla 4.5 Coordenadas del primer punto de estudio de la zona 1

En la figura [4.38] se visualizar el diagrama de Bode del punto mencionado.

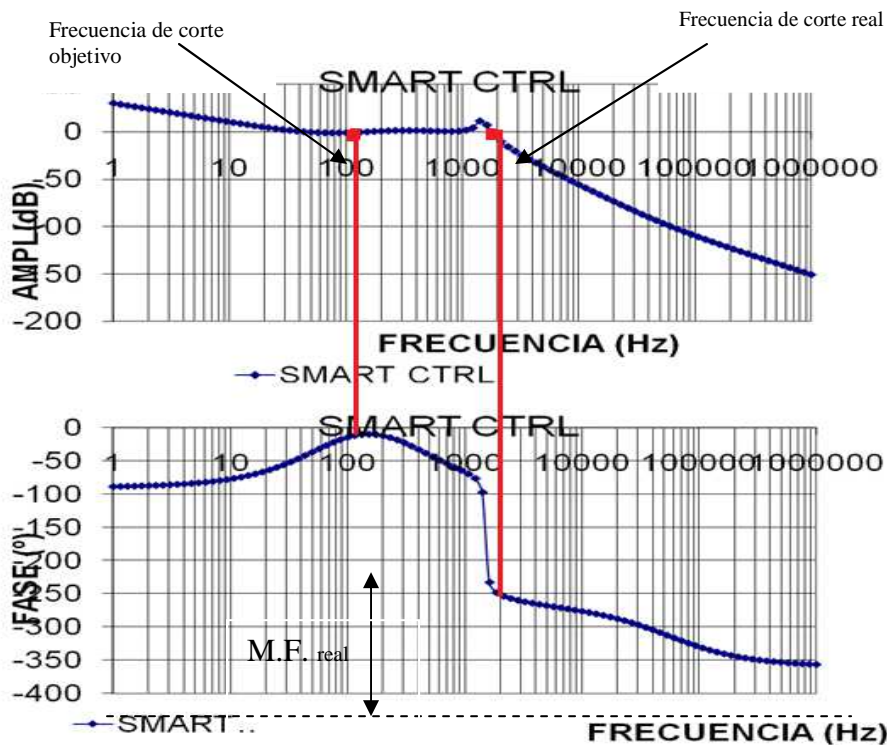
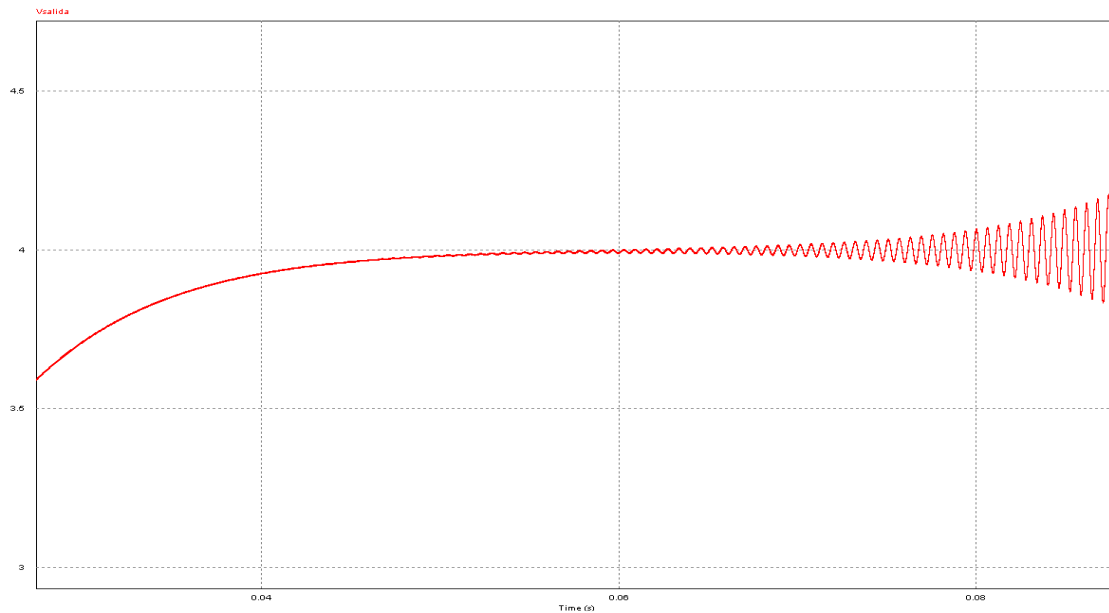


Figura 4.38 Función de transferencia del primer punto inestable de la zona 1 ( $f_c=152\text{Hz}$ ,  $M.F.=170^\circ$ )

A continuación, en la figura [4.39], se muestra la evolución temporal de la tensión de la salida, para dicho punto.



*Figura 4.39 Evolución temporal de la tensión de salida del punto inestable ( $f_c=152\text{Hz}$ ,  $M.F.=170^\circ$ ) de la zona 1*

Como se puede apreciar al llegar a la tensión de consigna de 4V, la tensión comienza a oscilar.

Con el fin de determinar la región dentro de la zona 1, en la que aparece dicho fenómeno de inestabilidad, se fue eligiendo una serie de puntos, para delimitar la zona de inestabilidad, los puntos estudiados fueron:

FRONTERA IZQUIERDA INESTABILIDAD		
PUNTOS	FRECUENCIA	MARGEN DE FASE
Inestable 1	1,06	147,276
Inestable 2	65,0768	147,276
Inestable 3	71,4272	144
Inestable 4	80,8839	140,72
Inestable 5	90,8839	134,172
Inestable 6	103,718	127,62
Inestable 7	117,449	121,104
Inestable 8	134,848	108
Inestable 9	152,701	98,172
Inestable 10	172,917	91,62

*Tabla 4.6 Localización de puntos constituyentes de la frontera izquierda*

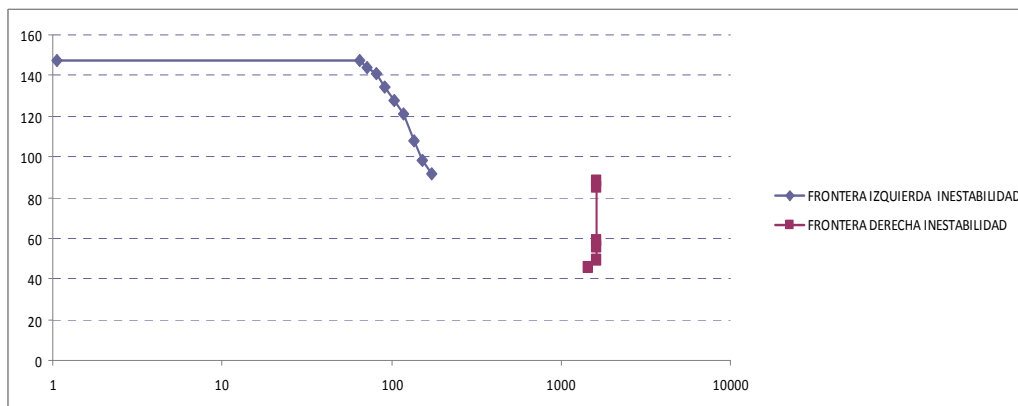


FRONTERA DERECHA INESTABILIDAD		
PUNTOS	FRECUENCIA	MARGEN DE FASE
11	1451	45,828
12	1623	49,104
13	1631	55,62
14	1631	58,896
15	1631	85,104
16	1631	88,38

*Tabla 4.7 Localización de puntos constituyentes de la frontera derecha*

Hágase notar que todos los puntos establecidos son inestables, en el caso de los situados a la izquierda y por debajo de los puntos que constituyen la frontera izquierda, eran estables, y en el caso de los puntos situados por debajo de los que constituyen la frontera derecha, pertenecían a la zona 1 de estudio.

Dichos puntos quedan situados sobre el gráfico, en la figura [4.40]:



*Figura 4.40 Hoja de Excel, representación de las fronteras*

Para una mejor visualización de los mismos, se incluyen dichos puntos en el mapa de soluciones de SMART CTRL, figura [4.41].

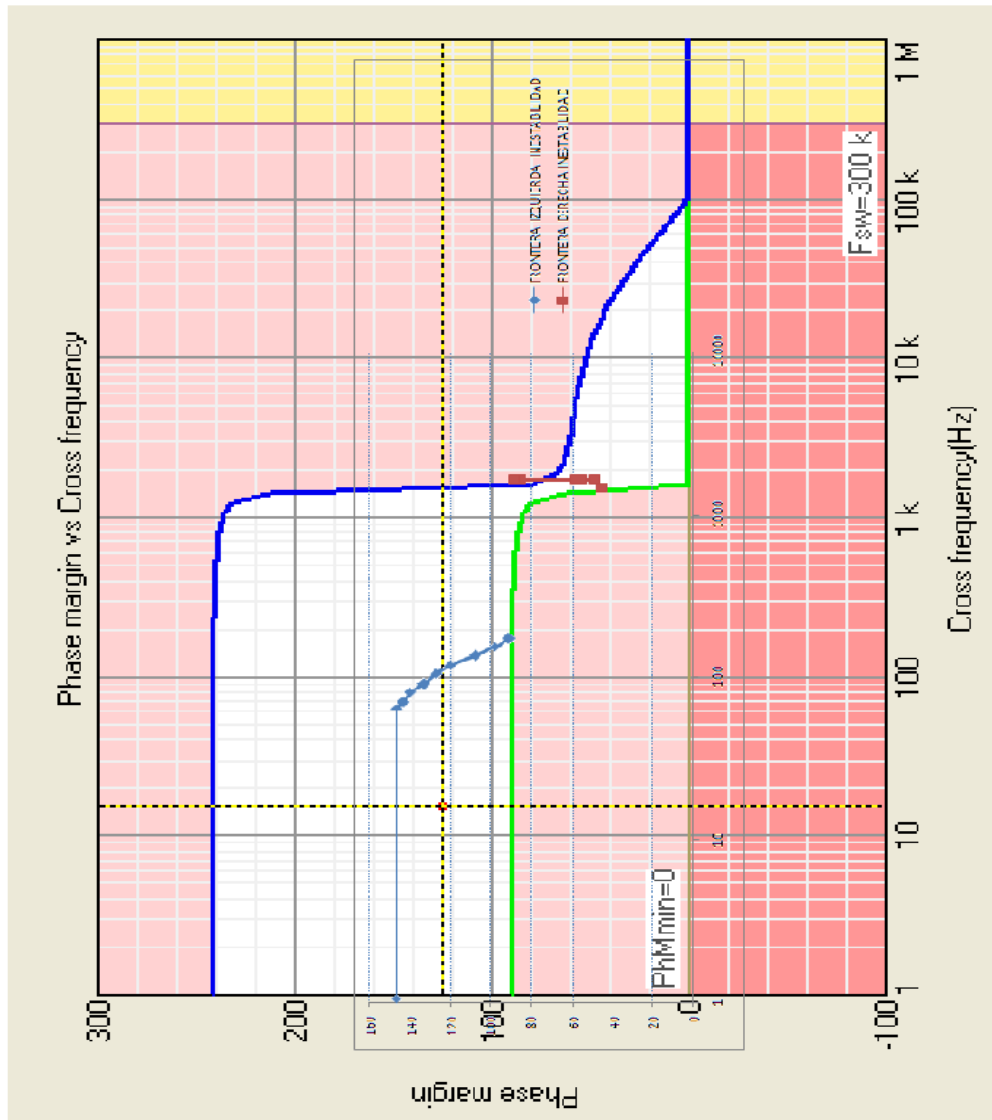


Figura 4.41 Fronteras de la región de inestabilidad de la Zona 1

Destacar que la franja de color verde situada entre ambas fronteras constituyen soluciones estables, por tanto, todos aquellos puntos ligeramente superiores a dicha franja, pertenecían a la zona de inestabilidad.

A continuación, figura [4.42] se muestra la función de transferencia de un punto estable de la zona 1, cuyas coordenadas son, tabla [4.8]:

PUNTOS	FRECUENCIA (Hz)	MARGEN DE FASE (°)
Estable Zona 1 (punto 18)	38,89	119,35

Tabla 4.8 Coordenadas del punto estable en la zona 1

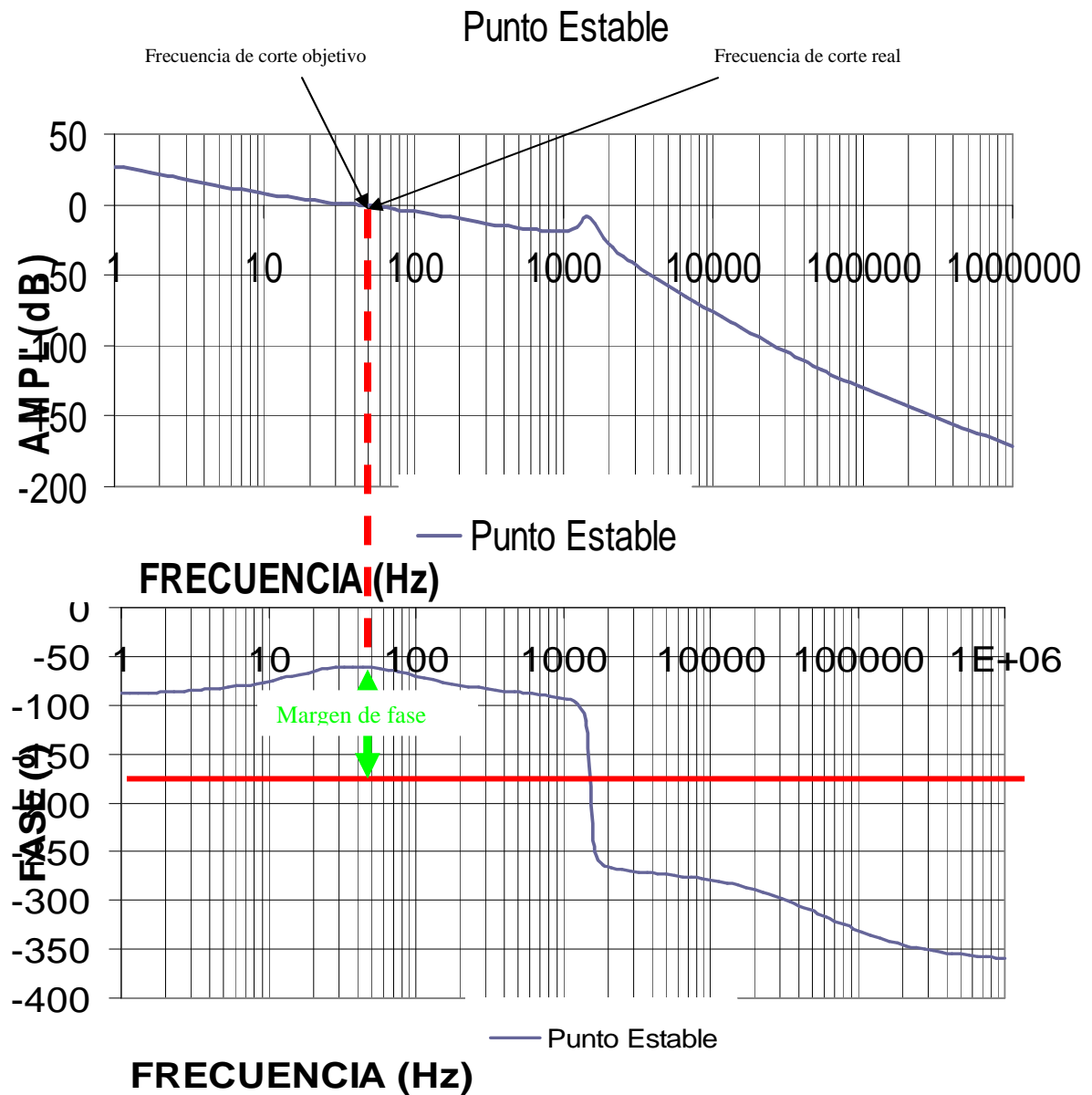
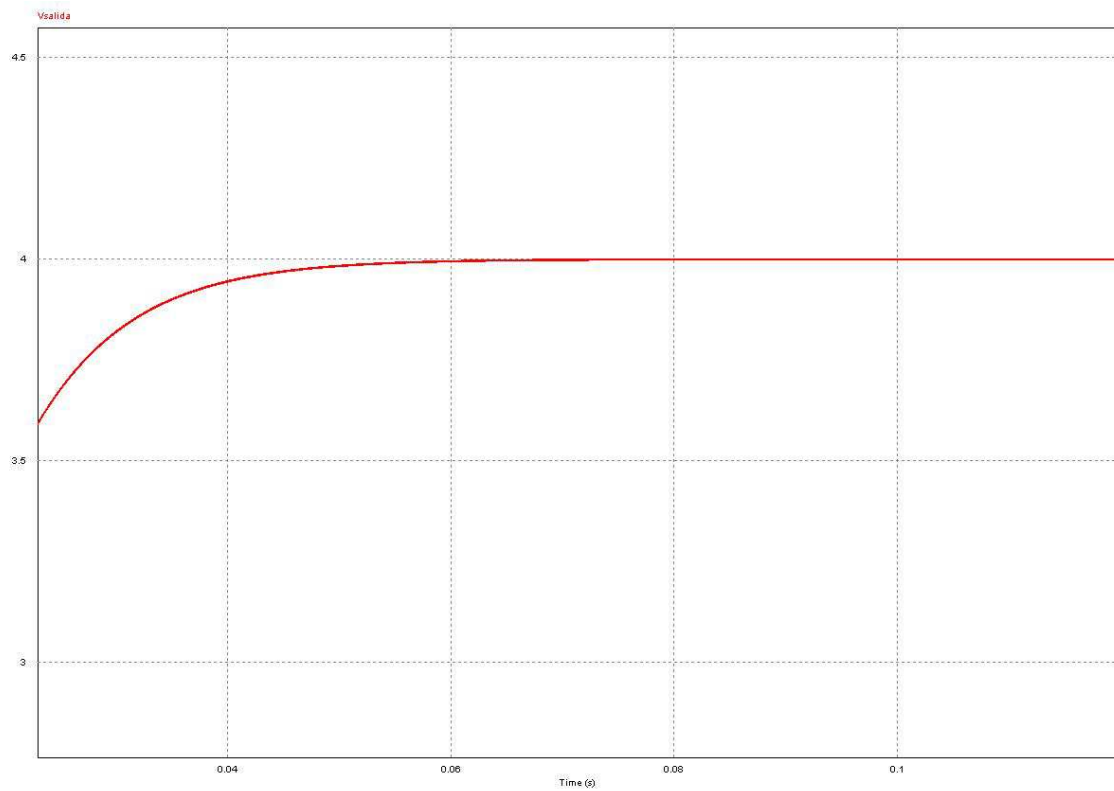


Figura 4.42 Función de transferencia del punto 18, estable, de la zona 1



*Figura 4.43 Evolución de la tensión de salida para el punto estable de la zona 1 (frecuencia de corte = 38,89Hz, y margen de fase = 119,35 °)*



## 5. Conclusiones

---

El objetivo principal de este proyecto, se centra en el estudio del mapa de soluciones dado por SMARTCTRL aplicado a un convertidor Flyback, y como objetivo adyacente, el realizar un prototipo del Flyback diseñado. Como resultado de todo el trabajo realizado se concluyen los siguientes puntos:

- Ante el estudio del mapa de soluciones, conviene diferenciar dos zonas, una zona situada a la derecha del estrangulamiento presente en el propio mapa, en el que el regulador se comporta como un tipo 2 ó un tipo 3, y una zona situada a la izquierda del estrangulamiento, en el que el regulador se comporta como un proporcional-integral.
- En el estudio de la zona de la izquierda, zona 1, se detecta la presencia de una zona de inestabilidad, en la cuál se centran puntos inestables, dicha zona es delimitada.
- En el estudio de la zona de la derecha, zona 2, se denota la existencia de puntos estables, y otros, en los que, la frecuencia de corte real difiere de la establecida en SMART CTRL, siendo por tanto sistemas más lentos.
- En la propia zona 2, se establece una comparativa por separado de dos comportamientos, dejando por un lado fija la frecuencia de corte y modificando el margen de fase, y por otro lado fijando el margen de fase y modificando la frecuencia de corte.

En el caso de modificar el margen de fase, manteniendo constante la frecuencia de corte, se observa como al aumentar el margen de fase, ante un escalón en la referencia, se produce un mayor amortiguamiento en las oscilaciones.

En el caso de modificar la frecuencia de corte, manteniendo constante el margen de fase, se observa una mayor sobreoscilación al aumentar la frecuencia de corte.

- Ante la comparativa en el dominio temporal realizada, de los puntos con misma frecuencia de corte y distinto margen de fase, se observa, distintos tiempos de establecimientos del régimen permanente.  
Por ello se opta, sacar el sensor fuera del regulador, e implementar el resultado de SMART CTRL sobre el esquemático de PSIM, en bloques de S-domain. Observándose una realimentación entre la señal de consigna y un sumador, localizado entre el regulador y la planta. Se elimina dicho lazo, pues no responde con el esquema tradicional de lazo cerrado, formado por planta, regulador y sensor. Obteniendo el resultado deseado, mismos tiempos de establecimiento del régimen permanente.







## 6. Referencias

---

### CAPÍTULO 1

- [1] <http://tec.upc.es/el/TEMA-1%20EP%20%28v1%29.pdf> (MAYO 2012)
- [2] <http://ie.fing.edu.uy/ense/assign/elpot1/introduccion.pdf> (MAYO 2012)
- [3] <http://www.buenastareas.com/ensayos/Introduccion-Ala-Electronica-De-Potencia/66749.html> (MAYO 2012)
- [4] <http://tec.upc.es/el/TEMA-2%20EP%20%28v1%29.pdf> (MAYO 2012)
- [5] <http://tec.upc.es/el/TEMA-4%20EP%20%28v1%29.pdf> (MAYO 2012)
- [6] <http://www.dte.uvigo.es/tesis/andres.nogueiras/apendice-a.pdf> (MAYO 2012)
- [7] <http://www.uv.es/=esanchis/sea/pdf/tema2-SEA-03.PDF> (MAYO 2012)
- [14] <http://www.venable.biz/tp-03.pdf> (JUNIO 2012)

### CAPÍTULO 2

- [8] [http://www.uma.es/investigadores/grupos/electronica\\_potencia/index.php?option=com\\_content&view=article&id=64&Itemid=31](http://www.uma.es/investigadores/grupos/electronica_potencia/index.php?option=com_content&view=article&id=64&Itemid=31) (MAYO 2012)
- [9] <http://www.comunidadelectronicos.com/articulos/flyback.htm> (MAYO 2012)
- [10] **Chung-Chieh Fang and Eyad H. Abed**, “Sampled-Data Modeling and Analysis of PWM DC-DC Converters Part I Closed-LOOP Circuits”, Departament of Electrical Engineering and the institute for Systems Research. 2000
- [11] **Pértiga. Escuela de profesiones técnicas. Santiago de Compostela. 2001**
- [12] **Woodward, G. W. AM Transmitters.** Sección 3.1 en Engineering Handbook, 8<sup>th</sup> Ed. National Association of Broadcasters. Washington, D. C. 1992
- [13] **Westberg, J. and Hinkle, R. “4M Modulation”. Broadcast Electronics, Inc. 2003**



## 7. Trabajos Futuros

---

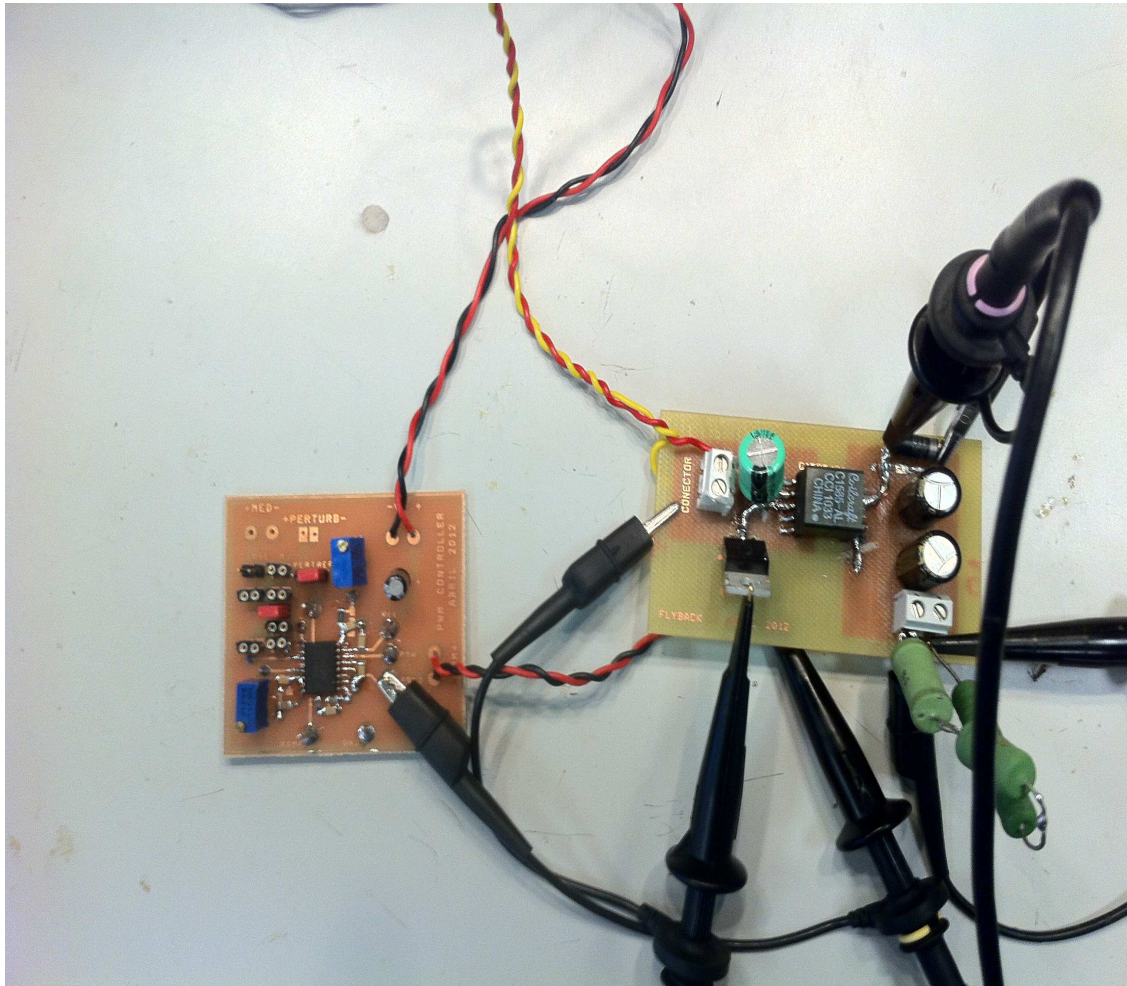
Como trabajos futuros se proponen las siguientes ideas:

- Procedimiento sistemático para encontrar de forma automática, todas las zonas del mapa.
- Las verificaciones de los Bodes obtenidos con medidas realizadas directamente sobre el prototipo.
- Extensión del procedimiento y del análisis del mapa de soluciones a otras topologías y reguladores.

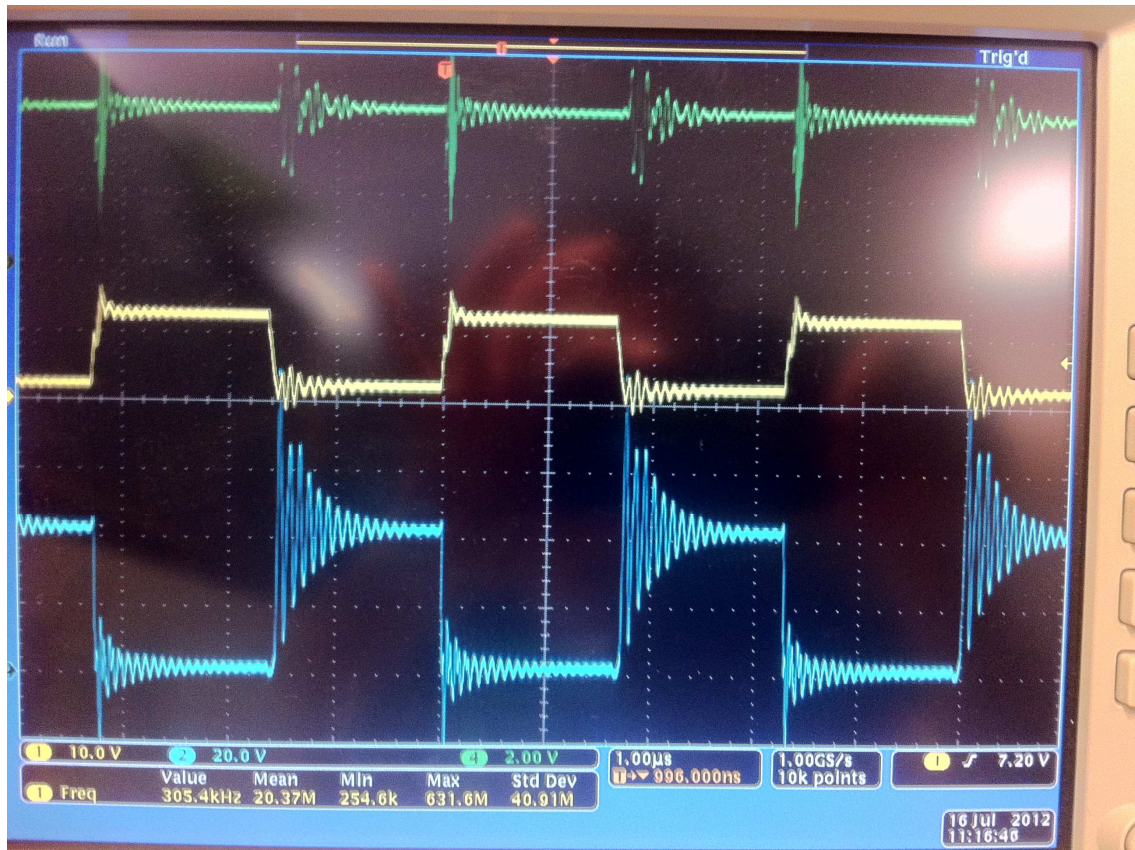


## 8. ANEXO. Prototipo

A continuación se representan fotografías del prototipo, así como las principales formas de ondas recogidas:



*Figura Anexo.1 Circuito de control y prototipo Flyback*



*Figura Anexo.2 Formas de onda del protipo. Tensión de salida (en verde), Ciclo de trabajo (en amarillo), Tensión drenador-fuente (en azul)*